

电子工业技术词典

电波传播与天线

国防工业出版社

R
73.6072
174.20

电子工业技术词典

电波传播与天线

《电子工业技术词典》编辑委员会 编

3/525/15



内 容 简 介

《电子工业技术词典》是在一九六四年出版的《无线电工业技术词典》(试用本)的基础上作了较大修改和增补而编写的。本《词典》是一本为广大工农兵和干部提供的深入浅出、简明实用的工具书。它也可供从事某个具体专业的科技人员在了解电子工业整个领域的全貌、扩大知识面时参考。

本《词典》共有三十四章。正文中各词汇后附有英文对照,书末附有英文索引,合订本中还附有汉字笔画索引。在出版合订本之前,先将分册出版。各分册所包括的章节内容和出版先后次序,将视具体情况而定。

本分册是《词典》第四章电波传播与天线的内容,电波传播部分包括:电波传播基础,对流层电波传播,电离层电波传播,地波传播与地-电离层波导电波传播,折射修正、衰落与噪声等五节;天线部分包括:天线基础,天线基本分类,极长波、超长波、长波与中波天线,短波天线,超短波与微波天线,天线测量及其它等六节。

电子工业技术词典

电波传播与天线

《电子工业技术词典》编辑委员会 编

*

国防工业出版社 出版

北京市书刊出版业营业登记证出字第024号

新华书店北京发行所发行 各地新华书店经售

国防工业出版社印刷厂印装

*

787×1092¹/₁₆ 印张8¹/₄ 172千字

1977年3月第一版 1977年3月第一次印刷 印数:00,001—26,000册

统一书号:17034·29-29 定价:0.89元

前 言

《电子工业技术词典》是在无产阶级文化大革命伟大胜利的鼓舞下，在学习无产阶级专政理论的热潮中，在电子工业发展的新形势下出版的。它是在一九六四年出版的《无线电工业技术词典》（试用本）的基础上编写的。

原《词典》自发行以来，曾受到广大读者的欢迎，为宣传、普及、推广电子技术知识起了一定的作用。十多年来，在毛主席革命路线的指引下，我国电子工业已有很大的发展，生产规模不断扩大，技术水平迅速提高，技术队伍日益壮大，电子技术的推广应用已引起国民经济各部门的重视，并在社会主义革命和社会主义建设中发挥出作用。目前，电子工业已成为国民经济的一个组成部分，电子工业战线的广大职工正在为实现第四届全国人民代表大会提出的宏伟目标而努力奋斗。为适应这一大好形势，更好地为无产阶级政治服务，为工农兵服务，为社会主义服务，我们对原《词典》进行了一次较大的修改和增补。内容力求反映七十年代电子技术的水平，释文尽量做到简明、通俗。目的是为了向要求对电子工业技术有一般常识的广大工农兵和干部提供一本实用的工具书；同时也可供从事某个具体专业的科技人员在了解电子工业整个领域的全貌和扩大知识面时参考。

本《词典》共分三十四章。其目录如下：

- | | |
|-----------------|-------------|
| 一、电工基础； | 二、基本电子线路； |
| 三、网络分析与综合； | 四、电波传播与天线； |
| 五、信息论； | 六、电阻、电容与电感； |
| 七、厚薄膜电路； | 八、磁性材料与器件； |
| 九、电子陶瓷与压电、铁电晶体； | 十、机电组件； |
| 十一、电线与电缆； | 十二、电子管； |
| 十三、半导体； | 十四、电源； |
| 十五、其它元器件； | 十六、通信； |

32693

- | | |
|----------------|------------------|
| 十七、广播与电视； | 十八、雷达； |
| 十九、导航； | 二十、自动控制与遥控、遥测； |
| 二十一、电子对抗； | 二十二、电子计算机； |
| 二十三、系统工程； | 二十四、电子技术的其它应用； |
| 二十五、微波技术； | 二十六、显示技术； |
| 二十七、红外技术； | 二十八、激光技术； |
| 二十九、电声； | 三十、超声； |
| 三十一、声纳； | 三十二、专用工艺设备与净化技术； |
| 三十三、电子测量技术与设备； | 三十四、可靠性。 |

各章互有联系，并尽量避免章节间词汇的重复，故每章只有一定的系统性。正文前有章节和词汇目录，正文中各词汇后附有英文对照，最后附有汉字笔画索引与英文索引。本《词典》将先分册出版，各分册所包含的章节内容和出版先后次序将视具体情况而定。各分册无汉字笔画索引。

本《词典》的编写工作，自始至终是在毛主席革命路线的指引下，在党的领导下进行的。贯彻了“独立自主，自力更生”的伟大方针，坚持了群众路线，实行了工人、干部、科技人员和生产、科研、教学三个结合，以及理论联系实际的原则。《电子工业技术词典》本身就是广大群众集体智慧的结晶。它的编写过程也反映了无产阶级文化大革命后我国出版战线上的新气象。

由于我们水平有限，加上时间仓促，虽然作了很大努力，但《词典》中还可能存在不少错误和不妥之处，恳请广大读者及时批评指正。

《电子工业技术词典》编辑委员会

一九七五年十月一日

目 录

电 波 传 播

一、电波传播基础

无线电波传播	4-1
地波传播	4-1
对流层电波传播	4-1
电离层电波传播	4-2
地-电离层波导电波传播	4-2
极低频与音频电波传播	4-3
甚低频电波传播	4-3
低频电波传播	4-4
中频电波传播	4-4
高频电波传播	4-4
甚高频电波传播	4-5
微波传播	4-5
大气层	4-5
对流层	4-5
平流层	4-5
电离层	4-6
磁球层	4-6
辐射带	4-6
球面分层大气层	4-7
水平均匀大气层	4-7
水平不均匀大气层	4-7
折射指数	4-7
大气剖面	4-8
大气模式	4-8
自由空间	4-8
色散介质	4-8
相速度	4-9
群速度	4-9
几何光学近似	4-9
射线	4-9

射线曲率	4-10
射线曲率半径	4-10
费马原理	4-10
斯涅耳定律	4-10
射线描述	4-11
菲涅耳区	4-11
菲涅耳区半径	4-11
传输损耗	4-12
基本传输损耗	4-12
路径损耗	4-12
衰减因子	4-12

二、对流层电波传播

折射率	4-13
N 单位	4-13
折射模数	4-13
M 单位	4-13
修改折射指数	4-13
M 指数	4-13
标准大气层	4-13
指数模式	4-14
逆温层	4-14
湍流	4-14
湍流尺度	4-14
折射指数起伏强度	4-14
折射指数起伏相关函数	4-15
折射指数结构函数	4-15
折射指数起伏空间谱	4-15
大气窗口	4-15
大气衰减	4-16
无线电探空仪	4-16
压高公式	4-16

折射率仪.....4-17
 积分折射率仪.....4-17
 无源探测.....4-17
 声波探测.....4-17
 无线电气象学.....4-18
 无线电气候学.....4-18
 无线电天气学.....4-18
 对流层折射.....4-18
 正折射.....4-19
 负折射.....4-19
 标准折射.....4-19
 超折射.....4-19
 大气波导.....4-19
 陷获.....4-19
 反常传播.....4-20
 无线电地平线.....4-20
 视线传播.....4-20
 直接波.....4-20
 反射波.....4-20
 空间波.....4-20
 等效地球半径.....4-20
 K 因数.....4-21
 瑞利准则.....4-21
 光滑地面.....4-21
 粗糙地面.....4-21
 地面突起.....4-21
 路径空隙.....4-22
 发散因数.....4-22
 干涉损耗.....4-22
 高低法.....4-22
 超地平传播.....4-22
 超短波球面绕射.....4-23
 障碍绕射.....4-23
 刃形绕射.....4-23
 球面绕射损耗.....4-23
 障碍绕射损耗.....4-23
 障碍增益.....4-23
 绕射体.....4-24

对流层散射.....4-24
 湍流散射.....4-24
 不相干反射.....4-24
 相干反射.....4-24
 散射截面.....4-24
 信号电平中值.....4-24
 对流层散射传输损耗中值.....4-25
 对流层散射基本传输损耗中值.....4-25
 频率增益函数.....4-25
 天线介质耦合损耗.....4-25
 波束偏移损耗.....4-25
 波束展宽.....4-25
 传播可靠度.....4-26

三、电离层电波传播

日地关系.....4-26
 宁静太阳.....4-26
 活动太阳.....4-26
 太阳耀斑.....4-27
 太阳黑子.....4-27
 太阳黑子周期.....4-27
 太阳风.....4-28
 地磁要素.....4-28
 K 指数及 K_p 指数.....4-28
 磁暴.....4-29
 极光.....4-29
 流星余迹.....4-29
 电子浓度.....4-29
 电子浓度剖面.....4-29
 查普曼层.....4-30
 抛物层.....4-30
 电子含量.....4-30
 E_s 层.....4-30
 电离层不均匀体.....4-30
 扩展 F 回波.....4-31
 等离子体频率.....4-31
 电离层折射.....4-31
 电离层反射.....4-31

天波	4-32	服务概率	4-41
垂直探测	4-32	电路可靠度	4-42
虚高	4-32	斜向探测	4-42
垂直探测电离图	4-33	变频脉冲斜向探测	4-42
临界频率	4-33	斜向探测电离图	4-42
磁旋频率	4-33	聚合频率	4-43
碰撞频率	4-33	最高观测频率	4-43
各向异性电离层	4-34	最低观测频率	4-43
磁离子分裂	4-34	返回斜向探测	4-43
寻常波	4-34	天波后向散射	4-43
非常波	4-34	高频返回散射	4-43
磁离子介质中的折射指数公式	4-34	电离层散射	4-43
阿普尔顿-哈特里公式	4-35	人造扩展F层	4-44
跳越距离	4-35	电离层骚扰	4-44
寂静区	4-35	电离层暴	4-44
正割定律	4-35	极冠吸收	4-44
等效定理	4-35	极光带吸收	4-44
传输曲线	4-36	电离层突然骚扰	4-45
三千公里最高可用频率因子	4-36	短波消逝	4-45
短波传播模式	4-36	大气干扰突然升高	4-45
最高可用频率	4-37	相位突然异常	4-45
最低可用频率	4-37	宇宙噪声突然吸收	4-45
量佳工作频率	4-38	法拉第旋转	4-45
最佳传输频率	4-38	顶外探测	4-45
工作频率	4-38	部分反射	4-46
E层截止频率	4-38	非相干散射探测	4-46
多径效应	4-38	电离层交叉调制	4-46
多径缩减因子	4-39	电离层探针	4-46
短波频率预测	4-39	闪烁指数	4-47
电离层吸收	4-39	电离层相对透明度仪	4-47
非偏移吸收	4-39	火箭喷焰	4-47
偏移吸收	4-40	火箭羽流	4-47
电离层聚焦和散焦	4-40	羽流尺度	4-47
高频天波场强	4-40	偏离角	4-48
天波路径损耗	4-41	喷焰衰减	4-48
额外系统损耗	4-41	喷焰相移	4-48
业务等级	4-41	喷焰调幅噪声	4-48
时间利用率	4-41	喷焰调相噪声	4-48

喷焰调频噪声	4-48
喷焰相干带宽	4-48
喷焰回波多卜勒谱	4-49
再入等离子体鞘套	4-49
再入无线电信号中断	4-49
核爆炸电磁脉冲	4-49
火球等离子体	4-49
核爆炸产生的异常电离	4-49
核爆炸对无线电波传播的影响	4-50

四、地波传播与地-电离层波导电波传播

表面波	4-50
表面阻抗	4-50
地波相位修正因子	4-50
海岸线效应	4-50
海岸折射	4-51
侧波	4-51
地-电离层波导	4-51
地球波导	4-51
波导模	4-51
横磁波模	4-52
横电波模	4-52
横电磁波模	4-52
地-电离层空腔谐振	4-52
舒曼谐振	4-53
多模干涉	4-53
模转换干涉	4-53
长短大圆路径信号的干涉	4-53
相位梯形	4-54
相位阶梯	4-54
幅度衰落	4-55
日出与日落过渡期	4-55
纬度效应	4-55
方向效应	4-55
哨声	4-55
地壳波导	4-56

五、折射修正、衰落与噪声

折射误差	4-56
折射修正	4-56
视在仰角	4-56
视在距离	4-57
视在高度	4-57
视在方位角	4-57
视在多卜勒频移	4-57
视在距离变化率	4-57
射线弯曲	4-58
仰角误差	4-58
距离误差	4-58
高度误差	4-58
方位角误差	4-58
多卜勒频移误差	4-59
距离变化率误差	4-59
速度误差	4-59
折射修正残差	4-60
折射预报	4-60
天文折射	4-60
蒙气差	4-60
衰落	4-60
快衰落	4-61
慢衰落	4-61
选择性衰落	4-61
时间选择性衰落	4-61
频率选择性衰落	4-61
平均衰落	4-61
急剧衰落	4-61
极化衰落	4-61
视线电路衰落	4-61
障碍绕射电路衰落	4-62
对流层散射电路衰落	4-62
信号幅度分布	4-62
信号相位起伏	4-62
衰落幅度	4-63
衰落深度	4-63

衰落率·····	4-63	多径散布·····	4-67
衰落持续期间·····	4-63	多卜勒散布·····	4-67
衰落速度·····	4-63	扩散函数·····	4-67
衰落频谱·····	4-64	信道相关时间·····	4-68
衰落带宽·····	4-64	信道相关带宽·····	4-68
对数正态分布·····	4-64	信道散布因子·····	4-68
克服衰落的方法·····	4-64	弱散布信道与强散布信道·····	4-68
相关函数·····	4-64	宇宙噪声·····	4-68
容许传输带宽·····	4-65	雷电辐射·····	4-69
衰落信道·····	4-65	天电·····	4-69
时变时延散布信道·····	4-65	大气噪声·····	4-69
高斯信道·····	4-66	天电干扰·····	4-69
广义平稳不相关散射信道·····	4-66	射电天文学·····	4-69
信道散射函数·····	4-66	射电源·····	4-69
多卜勒散射函数·····	4-66	太阳射电中心·····	4-70
多径散布谱·····	4-66	射电望远镜·····	4-70

天 线

一、天线基础

天线·····	4-71	天线波束宽度·····	4-73
天线互易定理·····	4-71	旁瓣电平·····	4-73
巴比伦原理·····	4-71	方向性系数·····	4-73
天线方向图·····	4-72	超方向性系数·····	4-73
天线辐射方向图·····	4-72	天线效率·····	4-73
天线波瓣方向图·····	4-72	口径照射效率·····	4-73
场强方向图·····	4-72	口径阻挡·····	4-74
功率方向图·····	4-72	漏失·····	4-74
归一化方向图·····	4-72	天线增益·····	4-74
主E面方向图·····	4-72	天线反射器表面精度·····	4-74
主H面方向图·····	4-72	天线特性阻抗·····	4-75
垂直面方向图·····	4-72	输入阻抗·····	4-75
水平面方向图·····	4-72	辐射电阻·····	4-75
天线波束·····	4-72	天线阻抗匹配·····	4-76
天线主瓣·····	4-72	天线的极化·····	4-76
天线旁瓣·····	4-72	极化平面·····	4-76
天线副瓣·····	4-72	极化椭圆·····	4-76
天线后瓣·····	4-75	椭圆极化·····	4-76
		圆极化·····	4-76
		线极化·····	4-76

极化轴比.....4-76
 水平极化.....4-76
 垂直极化.....4-77
 交叉极化.....4-77
 极化匹配.....4-77
 去极化.....4-77
 天线的Q值.....4-77
 天线谐振频率.....4-77
 天线频带宽度.....4-77
 天线有效长度.....4-77
 天线有效高度.....4-78
 天线噪声温度.....4-78
 天线增益噪声温度比.....4-78
 天线口径照射.....4-78
 天线实际口径.....4-79
 天线口径幅度分布.....4-79
 天线口径相位分布.....4-79
 天线有效面积.....4-79
 有效面积.....4-79
 有效口径.....4-79
 天线馈源.....4-79
 天线相位中心.....4-80
 单元因子.....4-80
 阵因子.....4-80
 天线间的隔离度.....4-80
 远场区.....4-80
 辐射近场区.....4-80
 无功近场区.....4-81
 天线效应.....4-81
 天线加载.....4-81
 天线综合.....4-81
 波束转换.....4-81
 同时波束定向.....4-81
 顺序波束定向.....4-81
 辐射单元.....4-81
 辐射器.....4-81
 激励单元.....4-81
 寄生单元.....4-81

反射器.....4-81
 有源反射器.....4-82
 无源反射器.....4-82
 引向器.....4-82
 赫芝偶极子.....4-82
 电偶极子.....4-82
 磁偶极子.....4-82
 偶极天线.....4-83
 单极天线.....4-83

二、天线基本分类

发射天线.....4-83
 接收天线.....4-83
 长波天线.....4-83
 超长波天线.....4-83
 极长波天线.....4-83
 中波天线.....4-83
 短波天线.....4-84
 超短波天线.....4-84
 微波天线.....4-84
 驻波天线.....4-84
 谐振天线.....4-84
 行波天线.....4-84
 非谐振天线.....4-84
 宽波段天线.....4-84
 非频变天线.....4-84
 超增益天线.....4-84
 各向同性辐射器.....4-85
 各向同性天线.....4-85
 定向天线.....4-85
 全向天线.....4-85
 多波束天线.....4-85
 反射器天线.....4-85
 多元天线.....4-85
 天线阵.....4-85
 阵天线.....4-85
 直线阵天线.....4-86
 道尔夫-切比雪夫阵天线.....4-86

平面阵天线	4-86
边射阵天线	4-86
端射阵天线	4-86
共形天线	4-86

三、极长波、超长波、长波与中波天线

垂直天线	4-86
加感天线	4-86
加容天线	4-87
伞形天线	4-87
T型天线	4-87
倒L型天线	4-87
Γ型天线	4-87
多路调谐天线	4-87
铁塔天线	4-87
桅杆天线	4-88
抗衰落天线	4-88
并馈垂直天线	4-88
埋地天线	4-88
长线行波天线	4-89
别维列兹天线	4-89
地下天线	4-89
环形天线	4-89
铁氧体磁心环形天线	4-89
爱德考克天线	4-90

四、短波天线

鞭状天线	4-90
对称天线	4-90
半波振子	4-91
对称振子	4-91
折叠偶极天线	4-91
扇形天线	4-91
笼形天线	4-91
分枝笼形天线	4-91
角形天线	4-91
同相水平天线	4-92
同相垂直天线	4-92

宽带同相天线阵	4-92
V形天线	4-93
菱形天线	4-93
双菱形天线	4-94
回授式菱形天线	4-94
折式菱形天线	4-94
鱼骨形天线	4-94
多元方向图可控天线	4-95
对数周期天线	4-95

五、超短波与微波天线

旋转场天线	4-95
绕杆天线	4-95
套筒天线	4-96
中馈天线	4-96
盘锥形天线	4-97
双锥形天线	4-97
八木天线	4-97
波渠天线	4-98
背射天线	4-98
螺旋天线	4-98
介质棒天线	4-98
表面波天线	4-99
漏波天线	4-99
隙缝天线	4-99
角形反射器天线	4-99
抛物面反射器天线	4-100
偏置抛物面反射器天线	4-100
抛物柱面反射器天线	4-101
抛物盒天线	4-101
抛物环面天线	4-101
喇叭天线	4-101
波纹喇叭	4-101
标量喇叭	4-102
对角线极化喇叭	4-102
变张角喇叭	4-102
介质导馈电器	4-102
喇叭-抛物面天线	4-103

折叠喇叭反射器天线	4-103
无线电反射器	4-103
无线电镜	4-104
卡塞格伦天线	4-104
整形卡塞格伦天线	4-104
近场卡塞格伦天线	4-104
偏置卡塞格伦天线	4-105
格雷戈伦天线	4-105
透镜天线	4-105
介质透镜天线	4-105
金属延迟透镜天线	4-106
金属板透镜天线	4-106
约束金属透镜天线	4-106
分区透镜天线	4-107
有源天线	4-107
消旋天线	4-107
全息天线	4-108
信号处理天线	4-108
相乘阵	4-108
米尔斯十字天线	4-109

脉冲激励天线..... 4-109

六、天线测量及其它

仿真天线	4-109
假天线	4-109
天线馈电线	4-109
天线罩	4-110
天线罩噪声	4-110
地网	4-110
架空地网	4-110
缩尺模型	4-110
现场测量	4-110
接地平面	4-110
测量场测量	4-111
扫描场探针法	4-111
测试场反射器法	4-111
测试天线聚焦法	4-111
天线指示器	4-112
波瓣测定器	4-112
天线交换器	4-112

电 波 传 播

一、电波传播基础

无线电波传播

radio wave propagation

频率从几十赫(甚至更低)到30000千兆赫左右(波长从几万千米到0.1毫米左右)整个频谱范围内的电磁波,称为无线电波。发射天线或自然源辐射的无线电波,通过介质或受到介质分界面的影响,而到达接收天线的过程,称为无线电波传播。无线电波在介质或介质分界面的影响下,有被折射、反射、散射、绕射和吸收等现象。接收点的无线电信号,也有衰减和干扰出现。为了确定无线电系统的频率、功率、增益、灵敏度、信号噪声比和工作方式等,都需要对无线电波传播特性有所了解。

根据何种介质或何种界质分界面对电波传播产生主要的影响,可将常遇到的电波传播方式分为:(1)地波传播(电波传播主要受地球表面的影响)。(2)对流层电波传播(电波传播主要受对流层影响)。(3)电离层电波传播(电波传播主要受电离层影响)。(4)地-电离层波导电波传播(电波传播主要受电离层下缘和地面的影响,此外还有埋地天线、地壳中电波传播、火箭喷焰、再入等离子体鞘套和核爆炸等影响)。

各种频段的无线电波的传播方式和特点及其应用,可见各有关词汇。

地波传播

propagation of ground wave

沿地球表面的无线电波的传播,称为地波传播。其特点是信号比较稳定。在讨论地波传播问题时,一般是将对流层视为均匀介

质(有时认为对流层的折射指数垂直梯度为常数),电离层的影响不予考虑,而主要考虑地球表面对电波传播的影响。半导电性地球表面的影响,一方面使地波的垂直方向电场强度远大于水平方向电场强度,并因在地面上产生感应电流,使地波有较大的衰减;另一方面,由于地球是椭圆形,在视线距离以外,地波传播可认为是围绕弧形地球表面的绕射传播。垂直偶极子所产生的地波垂直电场 E 通常表示为

$$E = E_0 \nu$$

其中: E_0 为理想导电地面上的垂直电场; ν 称为衰减因子,它是频率、距离和地面电参数的复杂函数。一般说来,频率愈高,地面电导率愈低,地波随距离衰减就愈快。计算地波,有相应于高天线、低天线、近距离(视线传播)和远距离(超地平传播)的一般解答,但通常是查阅图表。

在视线传播的情况下,如果收发天线离地高度远大于波长,接收点处的地波,可归结为直射波与地面反射波相干涉的结果。因为这种情况下对流层的折射影响必须考虑,所以将它归入对流层传播。微波中继通信即是这种传播方式。在超地平传播的情况下到达接收点的地波为绕过弧形地面的表面波。中波和长波多利用地波传播,但在一定的条件下,也出现它们的电离层反射波。

对流层电波传播

tropospheric radio propagation

无线电波在对流层与平流层中的传播,简称为对流层电波传播。对流层的折射指数,在20千兆赫以下的频率以及其他大气

窗口,与频率无关,因而对流层通常是一种非色散介质。由于折射指数的空间变化,电波射线会因折射而弯曲。在对流层中,气体分子与水汽凝聚物(云、雾、雨、雪等)对电波有吸收与散射作用。波长长于3厘米的电波,所受的吸收十分微弱,计算场强时可不考虑。波长短于3厘米时,需要考虑水汽和氧的吸收。在毫米波与亚毫米波频段,对流层有许多吸收较小的频带,通常称为大气窗口。

按物理机制或传播情况的不同,对流层电波传播可以分为下列四种传播方式:(1)视线传播,应用于微波中继通信与卫星通信、超短波与微波的定位测速;(2)对流层散射传播,应用于米波与分米波的超地平通信;(3)障碍绕射传播,对于短波高端、超短波和微波无线电通信电路,当电路上存在山峰时,出现障碍绕射传播,在某些情况下还会有障碍增益;(4)大气波导传播,当对流层的折射指数梯度满足一定的条件时,对于米波至厘米波的无线电射线会出现大气波导传播。

电离层电波传播

ionospheric radio propagation

这是指无线电波在电离层中的传播。在这种情况下电波传播,往往要受地磁场的影响,将电波分裂成寻常波和非常波,此现象称为磁离子分裂。对应于它们二者的折射指数比较复杂,特别还依赖于地磁场强度和传播方向,故电离层是一种各向异性的色散介质。在一定条件下,可以忽略地磁场的影响,这时电离层的折射指数只依赖于电波频率、碰撞频率和电子浓度。在这种情况下电离层是一种各向同性的色散介质。

短波段的电波,在电离层中受到折射和吸收,在一定条件下能在电离层反射,回到地面。中频段的电波,通常在电离层的D层(70~90公里)和E层(100~120公里)中受

到吸收,在F层中反射。甚高频段电波,基本能透过电离层,少数情况在一定条件下,也能在电离层反射,它在电离层中发生的散射现象能加以利用。微波段电波能透过电离层,它的折射很小。长波、超长波波段的电波,大部分在电离层低层的下缘被反射。

依据物理机制的不同,电离层电波传播可以分为下列三种传播方式:(1)短波经电离层反射的传播,这是应用很久而且很广的传播方式,用于通信、广播和超地平雷达等;(2)甚高频经电离层不均匀体散射传播;(3)甚高频经流星余迹反射的传播,后两种传播方式,已经用来建立通信电路。

此外电离层电波传播的各种效应,可作为探测电离层结构的各种手段,如脉冲反射、法拉第旋转、多卜勒频移、非相干散射、部分反射等。

还有一些实际问题,如核爆炸产生的附加电离区对电波的作用、火箭喷焰与再入等离子体鞘套对电波的影响等,都与电离层电波传播紧密相关。

地-电离层波导电波传播

radio propagation in the earth-ionosphere waveguide

以低电离层下缘和地面为两壁,构成的同心球壳形波导,称为地-电离层波导,在其中的电波传播称为地-电离层波导传播。长波以及波长更长的无线电波,当它们的辐射源处于地与低电离层之间时,辐射的电磁波能量,基本上限制在地-电离层波导中传播,能以较小的衰减绕过弯曲地面。它们的传播机理,可用“波跳”和“波导模”两种理论加以解释:“波跳”理论认为电波在地与低电离层之间是以地波和天波方式传播的,波的总场可表为地波与各跳天波的各场分量的级数和;“波导模”理论则认为电波在地-电离层波导之间的传播与微波在金属波导中的传播有些类似,波的总场可表为代表各阶波

导模的各场分量的级数和。在某些情况下,两种级数和可以等效。考虑到级数解只有当它具有快收敛特性时才具有实用意义,因此,波跳理论多用于长波,波导模理论多用于甚低频、音频以及极低频的电波传播。无线电波在地-电离层波导中传播时,其场强的扩散损耗与地面距离 d ,波长 λ 的关系为 $\sqrt{\lambda/\sin(d/a)}$ (其中 a 为地球半径),而地面与电离层的吸收,使场强随距离的增加按指数衰减。

地-电离层波导的传播方式,用于远距离可靠通信、远距离无线电导航、标准频率与时间信号的广播以及对电离层的研究等。

极低频与音频电波传播

propagation of extremely low frequency (ELF) and voice frequency (VF) radio wave

频率从30赫到300赫(波长从10000千米到1000千米)的无线电波称为极低频无线电波,频率从300赫到3000赫(波长从1000千米到100千米)的无线电波称为音频无线电波。

此两频段的无线电波以横电磁(TEM)波模方式在地-电离层波导中传播,无多模干涉现象,传播衰减随频率降低而减小,在100赫左右时,衰减率仅有1~2分贝/千公里;可以穿透电离层以哨声模方式沿地磁力线在地面上的两个磁共轭点间多次往返传播,或偏离地磁力线在外层空间传播;在低频端,因波长可与地球周长相比,将产生地-电离层空腔谐振(舒曼谐振)现象。

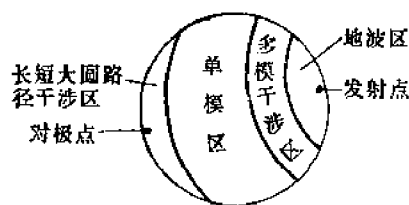
这两频段的主要特点是:由于频率低,在海水中的衰减比其他频段都小,故透入海水最深,但是天线很大,设备很昂贵。音频电波可用于水下核潜艇的指挥通信;利用雷电辐射的音频电波,可以研究电离层与外层空间的结构。

甚低频电波传播

propagation of very low frequency (VLF) radio wave

频率从3千赫到30千赫(波长从100千米到10千米)的无线电波称为甚低频无线电波或超长波。

在此频段内,辐射的电磁波能量,除了在低频端有一部分可穿透电离层以哨声模方式传播以外,基本上都限制在地面和低电离层下缘所构成的地-电离层波导之中,其传播机理多用波导模的概念来解释,但对高频端的近距离传播,用天、地波的概念有时也可得到有效解释。根据传播的不同特点,其全球性的作用区可分为四种传播区域(见图示):(1)地波区;(2)多模干涉区(在此



甚低频电波的全球性作用区

区内同时存在几个模)。(3)单模区(仅存在一个最低衰减模)。(4)长短大圆路径干涉区(同时存在长、短大圆路径两种信号)。波导模的传播衰减率与相速取决于频率、地面电导率、太阳天顶角、传播方向与地磁场水平分量间的夹角、地磁纬度和太阳活动性等因素。

此频段的优点是:(1)传播衰减小,作用距离远甚至达到全球;(2)传播相位较稳定,且有良好的可预测性;(3)受电离层扰动的影响小,传播情况稳定;(4)透入海水能力较强。此频段的缺点是:(1)因频率低,数据率比较低,通常约每分钟15~60个字;(2)大气噪声干扰大;(3)需要大的发射天线,设备较贵。

甚低频广泛应用于远距离的可靠通信

(这时数据率低不是主要的,而可靠性是主要的),还应用于远距甚至全球的无线电导航;标准频率和时间信号的广播;对水下潜艇的通信等。同时也可用于低电离层研究和雷爆定位等。

低频电波传播

propagation of low frequency (LF)
radio wave

频率从 30 千赫到 300 千赫(波长从 10 千米到 1 千米)的无线电波称为低频无线电波或长波。

长波以地波和天波两种方式进行传播,地波作用距离可达 2000~3000 公里,天波在白天经 *D* 层反射,而在夜间经 *E* 层反射,经一跳或多跳传播,作用距离可达几千公里以至上万公里。一般说,在 200~300 公里以内地波占优势,2000~3000 公里以上天波占优势,在两者之间,天地波同时存在。在某些应用中,天波通常被视为有害干扰,但在此波段,可根据天地波脉冲相对时延,采用区分天、地波技术以排除天波影响。从而使地波作用距离得到充分的利用。

长波主要用于远距离精密无线电导航、标准频率与时间信号的广播、可靠通信、低电离层的研究等。

中频电波传播

propagation of medium frequency
(MF) radio wave

频率从 300 千赫到 3 兆赫(波长从 1000 米到 100 米)的无线电波称为中频无线电波或中波。

中波可以用天波和地波的方式传播。使用地波传播时,因为波长较短,地面损耗较大,绕射能力较差,所以传播的有效距离比长波近,但比短波远,一般为几百公里。又因中波的频率在电离层临界频率以下,电离层能反射中频天波,但白天因 *D*、*E* 层的吸收作用大,故天波不能有效反射;在晚上,

D、*E* 层的吸收显著减小,天波显著增强,且作用距离可大大超过地波。由于天、地波或各跳天波间的干涉,在夜间远距离上产生明显的衰落现象。中波电离层传播还存在独特的交叉调制效应。

中波主要用于近距离广播与无线电导航,535~1605 千赫是国际规定的中波广播段。还可利用它的交叉调制效应研究低电离层。

高频电波传播

propagation of high frequency (HF)
radio wave

频率从 3 兆赫到 30 兆赫(波长从 100 米到 10 米)的无线电波,称为高频无线电波,又称短波。

通常短波是经电离层的反射而到达地面。所以短波广泛应用于各种距离的定点通信、国际通信及广播、船岸间的航海移动通信和飞机地面间的航空移动通信等。

车辆移动电台和军用战术小型电台,也有用短波的地波传播方式通信的。因为短波段的地波,随距离增大而衰减很快,故只用于近距。

短波波段的优点:相对长、中波段而言,得到相同传输效果,其发射功率较小,设备较简单,成本较低。电波经电离层反射或电离层地面间多次反射,可实现远距离(数千到万公里)的通信。但是短波也有严重的缺点:(1)通信不稳定。因为电离层传播有跳距现象,选择工作频率时有最高可用频率的限制。为了适应电离层的日变化、季变化和 11 年太阳黑子周期的变化,必需在不同的时间选用不同的频率。如果通信距离较近(数百公里),还应考虑射线仰角随电离层的变化。选频不适当和天线仰角不适当,常是通信中断的原因。电离层骚扰和核爆炸的影响,也可造成通信中断。(2)短波电台过分拥挤,互相干扰。这个由于历史造成的问题,

日益严重。当前解决的办法是采用单边带制,并把不是必需在本波段的业务,移到别的波段去。(3)短波有严重的衰落,通常采用各种分集接收来克服。

甚高频电波传播

propagation of very high frequency
(VHF) radio wave

频率从30兆赫到300兆赫(波长从10米到1米)的无线电波,称为甚高频无线电波,又称米波或超短波。除了这频段的低端还有可能被电离层反射外(在太阳活动高年及 E_s 层),一般来说,它将穿透电离层而不被反射。因此这一频段电波的主要传播方式是视线传播以及对流层和电离层的散射传播。在一定条件下,也可采用障碍绕射传播。这一频段主要应用于调频广播、电视广播、陆上移动通信、航空移动通信、海上移动通信、定点散射通信、雷达、射电天文学等方面。

微波传播

propagation of microwave

频率从300兆赫到300千兆赫(波长从100厘米到1毫米)的无线电波(即分米波、厘米波及毫米波)称为微波。微波与其他频段的电波相比有如下的特点:微波天线的辐射波束可做得很窄,因而天线的增益较高,有利于定向传播。其次微波的频率很高,信道容量很大。这一波段的传播方式,主要是视线传播,低端部分也有用对流层散射传播的。

由于微波具有上述特点,目前应用的范围很广,如用于定点及移动通信、导航、雷达定位测速、卫星通信、中继通信、气象以及天文学方面等。

大气层

atmosphere

包围地球表面具有气体分子、电子和离子的整个空间称为大气层。按其结构及物理

特性在垂直高度上的不同,可粗略地分为以下各层:

对流层:从地面到12公里左右(两极地区为10公里,赤道地压可达16公里);

平流层:从10~16公里到60公里左右;

电离层:从60公里左右到2000公里左右;

磁球层:从2000公里左右到数万公里或数十万公里。

大气层是无线电波传播的主要空间。从电波传播的角度来说,注意的是折射指数随高度的变化。在对流层和平流层中,对于20千兆赫以下的频率而言,折射指数与频率无关,所以显非色散介质。在电离层以上的各层中,折射指数与频率有关,故显色散介质。

对流层

troposphere

对流层是大气层的最低层,从地面开始,在地球两极地区高达10公里左右,在赤道地区高达16公里左右。层内包含有氮、氧、水汽等。被太阳加热的地表面通过大气的垂直对流作用使对流层变热。一般情况下,对流层的温度、压力、水汽压都是随高度的增加而减少,但在某些情况下亦可出现温度随高度增加而增加的现象,形成逆温层。

对流层是无线电波传播主要空间的一部分,在其中可以有视线传播、绕射传播与散射传播。对于20千兆赫以下的频率以及其他大气窗口,对流层显非色散介质,在氧分子与水分子强烈吸收的频段,它显色散介质。

在电波传播中所述的对流层,一般皆指对流层与平流层两部分。

平流层

stratosphere

平流层是大气层中处于对流层与电离层之间的层,在地球两极地区从10公里左右开始,在赤道地区从16公里左右开始,一般

直至60公里左右。层内几乎没有水汽。在20~50公里内包含有臭氧,它强烈地吸收太阳的紫外线,使大气的温度可达六、七十度。平流层内的大气以水平运动为主。以前由于观测条件的限制,误认为平流层内的大气温度是相同的,故有同温层之称,事实上有等温、变温(包括逆温)。

平流层是无线电波传播主要空间的一部分,在其中可以有视线传播与散射传播。在50千兆赫以下的频率以及氧分子强烈吸收频段以外,平流层显非色散介质;在氧分子强烈吸收的频段,它显色散介质。

电离层

ionosphere

它是指从60公里左右到2000公里左右(实际上和磁球层相接处并没有明显边界)处于电离状态的高层大气区域。造成中性大气电离的主要源有:太阳紫外线辐射,太阳日冕的软X射线和从太阳表面喷射出来的微粒流等。根据实测,在电离层内存在若干不同电子浓度的区域,约从60至90公里高度的区域称为D层,也称D区,这区域的平均电子浓度约为 $10^3 \sim 10^4$ 个/厘米³,它只在白天存在。对短波和中波,D层主要起吸收作用;对长波,D层则起反射作用。在D层以上,其高度约在110公里处,半厚度约为20公里的区域,称为E层,白天最大电子浓度约为 $(1 \sim 2) \times 10^5$ 个/厘米³,而夜间约为 $10^3 \sim 10^4$ 个/厘米³。E层主要是由氧分子电离而形成,它可反射中波和短波。在E层以上是F层,夏季、白天此层又可分为F₁层(高约180公里,最大电子浓度白天约为 $(2 \sim 4.5) \times 10^5$ 个/厘米³)和F₂层(高约300~500公里,最大电子浓度白天约为 10^6 个/厘米³,夜间约为 10^5 个/厘米³)。短波可以利用F层的反射作用,进行远距离通信。电离层各层的电子浓度及高度等参数,随太阳活动、季节、时间、经度、纬度等而发生复杂的变化。通常

E层和F₁层具有比较简单的变化规律。

磁球层

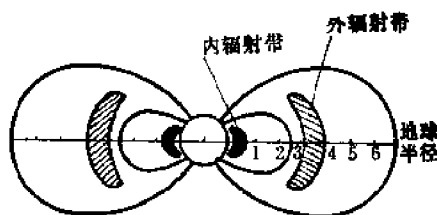
magnetosphere

地球经常被太阳风所照射,但是地球磁场有象“壁”一样的阻挡作用,太阳风不能直接侵入地球表面而流到“壁”的外侧去。在这“壁”上,太阳风的动压强与地磁场的磁压强处于动态平衡。通常就把电离层顶(高两千公里左右)到这“壁”之间的区域称为磁球层。磁球层的上边界,由于太阳风的压缩作用,在向阳面通常离地面数万公里;相反在背阳面,伸展到数十万公里。在地磁场南、北极方向附近,各有一处磁中性点,于是整个磁球层构成象一个“水滴”样的细长流线型。磁球层上边界随太阳风强度而变化。

辐射带

radiation belt

在地球周围空间某一广大的范围内,存在着大量被地球磁场俘获的强度很大的带电粒子,这个区域称为地球辐射带,又名范艾伦带(Van Allen belt),它已为人造卫星测量所证实。根据被俘获粒子空间位置的不同辐射带分为内辐射带和外辐射带,其空间分布如图所示。



辐射带分布

内辐射带的空间范围,在赤道平面离地面大约6000~10000公里左右,在子午面内纬度范围大约为40°左右。中心位置随粒子的能量大小而不同,高能粒子的中心位置离地球近些,带的中心大约距地面半个地球半径。带内主要是由质子和电子组成,电子包括

有天然电子和核爆炸产生的被地球磁场俘获的人工电子。内带质子受太阳活动影响不大,即使磁扰其强度和中心位置也无显著变化。

外辐射带的空间范围伸延很广,在赤道面距地面高度为 10000~60000 公里,中心位置约离地心 3.5 个地球半径,其纬度的边界约为 $55^{\circ}\sim 70^{\circ}$ 左右。带内主要成分是电子,受太阳活动影响很大,当地磁场扰动时,强度和位置都有显著的变化。

当没有防护的空间飞行器通过辐射带时,高能带电粒子对人员和仪器的安全都有影响。

球面分层大气层

spherically stratified atmosphere

将地球视为球形,如果大气层的温度、压力、水汽压或电子浓度在某一与地球同心的球面上都相同,只在不同的球面间不相同则称这种大气层为球面分层大气层。对于球面分层大气层,电波传播的理论计算比较简单。

实际的大气层,沿离地高度的变化是主要的,沿球面方向的变化是次要的。在平坦均匀地区,对流层的温度、压力、水汽压沿球面方向变化很小,在太阳照射均匀的条件下,电离层的电子浓度沿球面方向变化也不大。当电波射线的仰角较高(3° 以上)时,大气层球面分层的假设是成立的,其计算误差不大。

水平均匀大气层

horizontally homogeneous atmosphere

水平均匀大气层是在研究对流层折射问题中常用到的一个概念。它实际上是指球面分层大气层。见“球面分层大气层”。

水平不均匀大气层

horizontally inhomogeneous atmosphere

水平不均匀大气层是在研究对流层折射问题中用到的一个概念。它是指这样的大气层,即折射指数不仅随高度变化而且在地球

的同心球面上各点也不取同一值。一般所说的水平不均匀大气层实际上是指具有三维不均匀分布的大气层。

对于水平不均匀大气层,折射问题的计算较复杂。但在一般情况下,折射指数沿高度的变化是主要的,在球面上的变化是微小的,因而可作为水平均匀大气层处理。但对于水平不均匀性较大的情况(山区、水陆交界地区等)有时需要考虑水平不均匀性的影响。

折射指数

refractive index

介质的折射指数 n 是自由空间中电磁波传播速度 c 与该介质中电磁波传播相速度 c_n 的比值,即 $n = c/c_n$,它是描述介质对电磁波影响的参数。对于非铁磁介质,它与介质的相对介电常数 ϵ' 、电导率 σ (欧姆/米)和波长 λ (米)的关系为

$$n = \sqrt{\frac{1}{2}[\epsilon' + \sqrt{\epsilon'^2 + (60\lambda\sigma)^2}]}$$

介质的折射指数值是用实验方法直接或间接测得的。因折射指数与电磁波频率有关,因此有无线电折射指数与光学折射指数之分。对于较长波长陆地与海水是有损耗色散介质,其 n 值可由 ϵ' 、 σ 和 λ 按上述公式求得,对于对流层,在 20 千兆赫以下的频率,

$$n = 1 + \frac{77.6 \times 10^{-6}}{T} \left(p + \frac{4810e}{T} \right)$$

在光波波段,

$$n = 1 + \frac{77.6 \times 10^{-6} p}{T}$$

其中 T 为绝对温度($^{\circ}\text{K}$); p 为压力(毫巴); e 为水汽压(毫巴);对于电离层,若略去地磁场影响与电子碰撞,它是无损耗各向同性色散介质,则

$$n = \sqrt{1 - \frac{80.6 N_e}{f^2}}$$

其中 N_e 为电离层的电子浓度($1/\text{米}^3$); f 为电磁波频率(赫)。

计算表明,陆地与海水的 n 大于1,对流层的 n 接近于1,但仍大于1,电离层的 n 一般小于1。

对于对流层折射指数 n 的计算,最近还提出了较上述公式更精确但较复杂的计算公式。一般情况,用上述公式计算已足够精确了。

大气剖面

atmospheric profile

大气剖面是指大气层折射指数 n 在空间的分布。不同的大气剖面确定相应不同的电波传播路径与传播速度变化规律。对于对流层,由于使用折射率 N 较方便,故也指对流层折射率 N 在空间的分布;对于电离层,当电波频率确定后 n 仅与电子浓度 N_e 有关,因此通常也指电离层电子浓度 N_e 在空间的分布。为了电波传播计算的方便,并反映实际情况的主要方面常假定 N 或 N_e 是二维分布,或进一步作球面分层大气层的假设(一般是允许的),即 N 或 N_e 仅与离地心距离有关。因此,大气剖面一般在对流层中是指折射率 N 沿高度分布,在电离层中是指电子浓度 N_e 沿高度分布。

大气剖面是随时间变化的,因此有平均大气剖面与实时大气剖面之称。一般所说的大气剖面,多指平均大气剖面。有时大气剖面又具体分为对流层剖面与电离层剖面。

大气模式

atmospheric model

大气模式的意义与大气剖面相同,但一般多指能用公式近似表示的大气剖面。

自由空间

free space

相对介电常数和相对磁导率均恒为1(即介电常数 ϵ 及磁导率 μ 分别等于真空介电常数 ϵ_0 及真空磁导率 μ_0)的均匀介质所存在的空间称为自由空间。该空间具有各向同性、电导率为零等特点。无线电波在自由

空间中的传播,简称为自由空间传播。自由空间传播,与真空中传播一样,只有扩散损耗的直线传播,即在此空间中设有反射、折射、散射、绕射、色散、吸收、磁离子分裂等现象,而且电波传播速度等于真空中的光速 c 。因此,自由空间是某些实际空间的一种科学的抽象。

原则上电波传播总是要受实际介质或障碍物不同程度的影响。但在研究具体的无线电波传播问题时,如果实际介质与障碍物对电波传播的影响可以忽略,则这种情况下的电波传播可认为是自由空间传播。实际介质存在的某些区域,根据所处理的问题不同,有的情况可认为是自由空间,有的情况则不然。对于一定的电路而言,无线电波的波长越长,作为传播主要空间的菲涅耳区也越大,因而实现自由空间传播所需的自由空间范围也越大。

在研究各种实际情况下的电波传播时,常常以自由空间传播作为比较标准。

色散介质

dispersive medium

如果对于不同频率的电磁波,介质具有不同的折射指数,即是不同频率的电磁波在介质中有不同的相速度,这种介质称为色散介质。反之,如果对于不同频率的电磁波,介质具有相同的折射指数,这种介质称为非色散介质。

对于电离层,当电波频率与电离层等离子体频率(最大约为25兆赫)可相比较时,它显色散介质;当电波频率远大于电离层等离子体频率时,它显非色散介质。

对于对流层,在氧分子与水分子强烈吸收的频段,它显色散介质;在20千兆赫以下的频率以及其他大气窗口,它显非色散介质。

对于平流层,在氧分子强烈吸收的频段,它显色散介质;在50千兆赫以下的频率以

及氧分子强烈吸收频段以外,它显非色散介质。

相速度

phase velocity

正弦电磁波的等相面(例如波峰面或波谷面),在介质中传播的速度,称为相速度,相速度 v_{φ} 可表为:

$$v_{\varphi} = \frac{c}{n}$$

式中 c 为自由空间中的光速; n 为介质对于该频率电磁波的折射指数。

群速度

group velocity

被调制(调幅、调相等)后的无线电信号,可以认为是许多不同频率的正弦波所组成,它们各有不同的振幅和相位,在色散介质中,因为各个频率的电波有不同的相速度,故在不同的空间位置上合成的信号,就会有形状的变化,即是失真。如果在传播过程中,信号的形状变化不严重,那么该信号(例如调幅包络)在介质中传播的速度,称为群速度。它也表示能量传播的速度。

在各向异性介质中,例如计入地磁场影响的电离层中,群速度与相速度在方向上不一致而且在数量上也不相等。在各向同性介质中,群速度与相速度在方向上一致。它们在数量上是否相等,要看介质是否色散而定。在各向同性并且色散的介质中,如忽略地磁场影响的电离层中,群速度 v_g 与相速度 v_{φ} 方向一致,但数量上不相等,其关系为 $v_g = nc$, $v_{\varphi} = \frac{c}{n}$,其中 c 为自由空间光速; n 为中心频率的折射指数,在各向同性并且非色散的介质中,例如,对流层对于20千兆赫以下的电波以及其他大气窗口的电波,群速度与相速度方向上一致,并且数量上相等。

几何光学近似

approximation in geometrical optics

几何光学近似是研究无线电波在不均匀介质中传播规律的一种近似方法。根据这种近似,波的传播轨迹可用类似光线的概念——射线来描述,此时波的振幅与相位有相应的简单表达式,这就不需解波动方程而使问题得到简化。例如在平面或球面分层的介质中,无线电波的折射问题可由斯涅耳定律求解,因此在研究电波在对流层和电离层中的传播问题时,几何光学近似的方法经常被采用。

几何光学近似成立的条件是:在波长范围内介质的折射指数 n 在传播方向上的相对变化应远小于1,根据数学推导须满足不等式

$$\frac{1}{n^2} \left| \frac{dn}{dl} \right| \frac{\lambda_0}{2\pi} \ll 1$$

式中, $\frac{dn}{dl}$ 是在传播方向上的折射指数的空间变化率,它表示介质的不均匀的程度; λ_0 是在自由空间中的波长。因此波长愈短,几何光学近似的条件就愈易满足。

在发射源点、障碍物阴影的边缘、焦点及散焦面等处,几何光学近似不能应用,因此讨论这些区域附近的电波传播问题时,便不能采用几何光学近似的方法,而必须解波动方程。

射线

ray

射线是指在几何光学近似条件下,电磁波能流所走的轨迹。在处理某些无线电波传播问题时,可以引入射线概念而把问题归结为确定和求解射线方程。在各向同性介质中,射线上各点的切线方向与该点等相面的法线方向相同;而在各向异性介质中射线上各点的切线方向一般与该点的等相面的法线方向不相同。在均匀介质中射线是直线。在不均匀介质中射线一般是空间曲线。在连续球面分层各向同性介质中射线是用斯涅耳定律来描述的平面曲线。在三维不均匀各向同性介质中,射线是用费马原理等价的常微分方程

组来描述的空间曲线。

射线曲率

curvature of a ray

无线电波在不均匀介质中传播时,射线通常是平滑曲线。在射线上某点附近取一微小线元 Δs ,在该线元的两端点作射线的法线,设两法线的夹角为 $\Delta\alpha$ (单位为弧度),当线元 Δs 趋于零时, $\Delta\alpha$ 与 Δs 之比的极限称为该点的射线曲率。曲率愈大,射线弯曲得愈厉害、曲率与曲率半径互为倒数。直线的曲率为零、圆弧的曲率等于圆半径的倒数。在水平均匀的对流层中,射线曲率 e 与大气折射指数沿高度的梯度 dn/dh 和射线本地仰角 θ 有关,数学表示式为

$$e = \lim_{\Delta s \rightarrow 0} \frac{\Delta\alpha}{\Delta s} = \frac{d\alpha}{ds} = -\frac{1}{n} \frac{dn}{dh} \cos \theta$$

按上式定义, n 梯度为负时,射线曲率 e 为正值,此时射线与地球同向弯曲;反之 e 为负。

射线曲率半径

radius of curvature of a ray

射线曲率的倒数称为射线曲率半径。曲率半径愈大,射线弯曲愈小。无线电波在均匀介质中传播时,射线是直线,曲率半径为无限大。无线电波在不均匀介质中传播时,其射线上各点的曲率一般不相等,所以各点的曲率半径也不等。只有当射线为圆弧时,各点的曲率半径才恒等于该圆的半径。此外,射线曲率半径有正负之分,与地球同向弯曲为正,反向弯曲为负。

费马原理

fermat's principle

费马原理是几何光学的基本原理之一,它是说,从空间中 A 点到 B 点,光是沿着光程为稳定值(稳定值可以是极大值、极小值等)的路径传播。光程等于用相速度走完 A 到 B 的路径所需的时间乘以自由空间中光速,光程也称相路程。费马原理的数学表达

式为

$$\delta \int_A^B n dR_r = 0$$

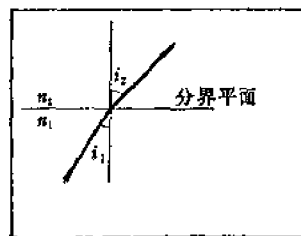
式中 n 是介质的折射指数, dR_r 是路径元,积分值表示由 A 沿某一路径到 B 的光程, δ 是变分符号。由变分等于零可以求出一条路径,该条路径的光程便取稳定值(常常是极小值),该条路径便是光线实际经历的路径。

无线电波与光波同属电磁波,物理本质是一样,所以费马原理同样可应用于无线电波,用来求解无线电波在介质中传播的路径。

斯涅耳定律

Snell's law

斯涅耳定律又称折射定律,它是在各向同性介质中确定射线方向的定律。如图(a)



(a) 介质平面分层的斯涅耳定律

所示,当射线从折射指数为 n_1 的介质以入射角 i_1 投射到分界平面上时,射线穿过分界平面并改变其方向,以折射角 i_2 向前传播,而 i_1 与 i_2 之间有以下关系

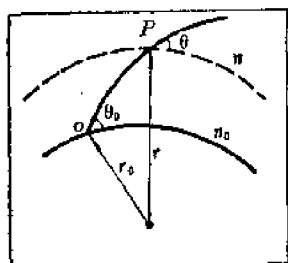
$$n_1 \sin i_1 = n_2 \sin i_2$$

其中 n_2 是界面另一边的介质的折射指数,上面就是平面分层情况下的斯涅耳定律。

对于球面分层的情况,斯涅耳定律则表示为

$$nr \cos \theta = n_0 r_0 \cos \theta_0$$

其中 n_0 、 r_0 和 θ_0 (如图(b)所示)分别表示射线初始点的折射指数、到地心的距离和视在仰角;而 n 、 r 和 θ 表示射线上任意点 P 的相应量。



(b) 介质球面分层的斯涅耳定律

射线描述

ray tracing

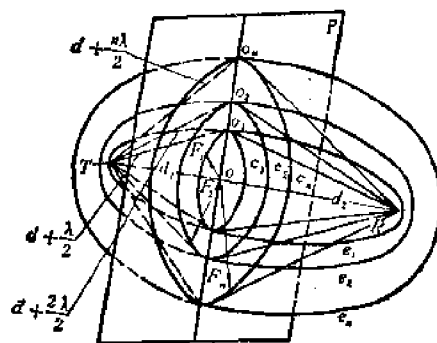
在大气剖面给定的情况下,应用电波射线满足的方程(如斯涅耳定律、欧拉方程、哈密尔顿正则方程等)和射线的已知参数(射线端点坐标、射线初始方向等)来求解射线路径或与路径有关的其他参数(如相路径长度、群路径长度、真实距离、到达角、反射高度等)的方法;或根据射线满足的方程及射线路径的有关参数来求解大气结构参数的方法,均称为射线描述。在一定情况下,用射线描述方法可代替求解波动方程,因而使问题得到简化。在实际应用中,往往是在几何光学近似条件下,才应用射线描述求解。除某些特殊情况可求出解析表达式外,射线描述常常需要大量而烦杂的数值运算,如从射线端点出发,逐点求解射线方程。因而在有了电子计算机以后,射线描述方法才得到了广泛的应用。

在大气折射修正、后向返回散射、短波电路某些参量的计算以及电离层物理研究等问题中都大量地采用射线描述方法。

菲涅耳区

Fresnel zone

根据惠更斯原理(Huygen's principle),接收点 R 的场可以看作是由垂直于 TR 的某一任意平面 P 上的场所建立,而该平面 P 上的场又是由发射点 T 所形成(见下图)。由图可见,电波由 T 出发,经由 o, o_1, o_2, \dots, o_n 到达 R 的路径长度依次增加,



菲涅耳区

TOR 的路径长度 $d = d_1 + d_2$, 选择 $TO_1R, TO_2R, \dots, TO_nR$ 的路径长度分别为 $d + \frac{\lambda}{2}, d + \frac{2\lambda}{2}, \dots, d + \frac{n\lambda}{2}$ (其中 λ 为波长)。显而易见,点 o_1, o_2, \dots, o_n 在平面 P 上的轨迹为一组同心圆周 c_1, c_2, \dots, c_n , 相邻两圆周之间的区域称为菲涅耳区。圆周 c_1 内的区域称为第一菲涅耳区, 圆周 c_1 与 c_2 之间的区域称为第二菲涅耳区, \dots , 圆周 c_{n-1} 与 c_n 之间的区域称为第 n 菲涅耳区。当 P 平面沿 TR 平行移动时, 圆周 c_1, c_2, \dots, c_n 将描绘成一组以 T 与 R 为焦点的旋转椭圆 e_1, e_2, \dots, e_n 。 e_n 的长半轴为 $\frac{1}{2} \left(d + n \frac{\lambda}{2} \right)$, 短半轴为 $\frac{1}{2} \sqrt{n\lambda d}$, 其中 $n = 1, 2, \dots$ 。

菲涅耳区确定了无线电波传播的空间, 凡是在菲涅耳区范围内的障碍物、地面都对电波传播有影响, 一般认为第一菲涅耳区为电波传播的主要空间。

还应指出, 反射地面也存在菲涅耳区, 它是反射点附近的一组椭圆, 一般情况椭圆中心与反射点不重合, 而且不同区的椭圆亦不同心。椭圆中心位置、长短轴长度都与天线高度等有关。

菲涅耳区半径

radius of Fresnel zone

由“菲涅耳区”的插图可见, 在平面 P 上圆 C 的半径称为菲涅耳区半径, 且圆 C_1 的半径为第一菲涅耳区半径, 圆 C_2 的半径为

第二菲涅耳区半径, …, 圆 C_n 的半径为第 n 菲涅耳区半径。其半径的一般表达式为

$$F_n = \sqrt{\frac{n\lambda d_1 d_2}{d}}$$

式中 λ 为波长; d 为 TR 之间的距离; d_1 、 d_2 分别表示平面 P 至 T 与 R 的距离; $n=1, 2, \dots$ 。显然, 当发射点 T 与接收点 R 间距离固定, 菲涅耳区半径 F_n 随平面 P 的位置不同而改变。当 $d_1=d_2$ 时, F_n 的值最大。

电波传播的空间可用菲涅耳区半径 F_n 表示, 一般认为第一菲涅耳区半径所确定的空间为电波传播的主要空间。

传输损耗

transmission loss

对于某一传输电路, 发射天线输入功率与接收天线输出功率之比, 称为该电路的传输损耗。若用分贝表示, 则为

$$L = 32.45 + 20 \lg f + 20 \lg d - A_{dB} - G_{tdB} - G_{rdB}$$

其中 f 为工作频率(兆赫); d 为传输距离(公里); A_{dB} 为电路的衰减因子(分贝); G_{tdB} 与 G_{rdB} 分别为发射天线与接收天线的增益(分贝)。

因为衰减因子 A 小于 1, A_{dB} 为负, 故 $-A_{dB}$ 为正, 即衰减使损耗增加。

传输损耗表明(包括天线增益在内)通过传输电路功率损耗为多少分贝, 它对于电路设计很有用。它的数值与工作频率、传播距离、地球电参数、地形地貌、大气剖面、传播方式、时间、收发天线增益等有关, 一般为几十分贝到 200 分贝。

基本传输损耗

basic transmission loss

对于某一传输电路, 无方向性发射天线输入功率与无方向性接收天线输出功率之比, 称为该电路的基本传输损耗。因为它与天线增益无关, 只与传输电路有关, 因此又称为路径损耗。若用分贝表示, 则为

$$L_b = 32.45 + 20 \lg f + 20 \lg d - A_{dB}$$

其中 f 为工作频率(兆赫); d 为传输距离(公里); A_{dB} 为电路的衰减因子(分贝)。

基本传输损耗是表明传输电路损耗大小的量, 对于电路设计很有用。它的数值与工作频率、传输距离、地球电参数、地形地貌、大气剖面、传输方式、时间等有关, 一般为 100 分贝到 250 分贝。

传输损耗加收、发天线增益, 即为基本传输损耗(均以分贝表示)。

若为自由空间传播, 则 $A_{dB}=0$ 。这时得出自由空间基本传输损耗, 它反映了球面波扩散损耗, 并可表为

$$L_{bf} = 32.45 + 20 \lg f + 20 \lg d$$

路径损耗

path loss

即“基本传输损耗”。

衰减因子

attenuation factor

在传播距离、工作频率、发射天线和发射功率相同情况下, 某实际电路接收点的场强幅度 E 与自由空间接收场强幅度 E_f 之比, 称为该电路的衰减因子。若用分贝表示, 则为

$$A_{dB} = 20 \lg \frac{E}{E_f}$$

一般情况下, $E < E_f$, 故 A_{dB} 为负数, 对于自由空间传播, $A_{dB}=0$ 。

衰减因子是一个很重要的量, 知道它以后, 便可以很容易求出基本传输损耗。电波传播的重要内容之一, 就是讨论衰减因子与工作频率、传播距离、地球电参数、地形地貌、大气剖面、传播方式、时间等的关系。

此外, 对于无线电波沿地球表面传播, 常引用地波衰减因子这一概念, 它被定义为实际地面情况下的电场垂直分量与地面为理想导体时的电场垂直分量之比。地波衰减因子为复数值, 其模为幅度衰减, 幅角称为地波相位修正因子。

二、对流层电波传播

折射率

refractivity

折射指数 n 与 1 之差的一百万倍称为折射率 N , 即 $N = (n - 1)10^6$ 。这时 N 的数值为多少即称为多少 N 单位。

折射率的引入, 是因为考虑到对流层的折射指数比 1 仅大万分之三左右, 用折射率较方便, 它一般是三位数或二位数。对于对流层, 在 20 千兆赫以下的频率, 其折射率为

$$N = \frac{77.6}{T} \left(p + \frac{4810 e}{T} \right)$$

在光波段, 其折射率为

$$N = \frac{77.6 p}{T}$$

其中, T 为绝对温度 ($^{\circ}\text{K}$); p 为压力 (毫巴); e 为水汽压 (毫巴)。对于电离层有时也采用折射率, 但对于陆地与海水只用折射指数, 不用折射率。

还应指出, 对于对流层折射率 N 的计算, 还有较上述公式更精确但较复杂的计算公式。一般情况, 用上述公式计算已足够精确了。

N 单位

N-unit

“ N 单位”是折射率 N 的单位。在研究对流层折射时经常使用它。

折射模数

refractive modulus

在研究对流层折射问题时, 为使球面斯涅耳定律简化成平面斯涅耳定律, 有时引入修改折射指数或 M 指数。其定义为 $n + \frac{h}{a}$, 其中 a 为地球半径, h 为海拔高度, n 为高度 h 处的折射指数。引入了 M 指数后可从它的梯度直接确定对流层折射类型。但由于这个量比 1 仅大万分之几, 为了使用

方便又引入折射模数, 其定义为:

$$M = \left(n + \frac{h}{a} - 1 \right) 10^6$$

M 是无量纲的量, 它的单位为 “ M 单位”。

M 单位

M-unit

“ M 单位”是折射模数 M 的单位, 在研究对流层折射时有时使用它。

修改折射指数

modified refractive index

即 M 指数, 见 “折射模数”。

M 指数

M-index

即修改折射指数。见 “折射模数”。

标准大气层

standard atmosphere

为了考虑对流层与平流层对电波传播的平均影响, 有必要引用标准大气层, 它是依据实际资料模拟的大气层, 对不同地区, 可选定温度、压力、湿度的地面值及其梯度以适应一定的平均情况。对于中纬度对流层来说, 标准大气层为:

(1) 在 11 公里的高度以下, 大气温度随高度的增加线性降低, 其梯度为 $-6.5^{\circ}\text{C}/\text{公里}$;

(2) 在 11 公里的高度以上, 大气温度不随高度变化, 为 -56.5°C ;

(3) 在海平面上平均气压为 760 毫米或 1013 毫巴;

(4) 在海平面上平均气温为 15°C ;

(5) 相对湿度为 60% 且不随高度变化, 但水气压随高度的增加线性降低, 其梯度为 $-3.5 \text{ 毫巴}/\text{公里}$ 。

在标准大气层中, 地面附近折射率梯度为 $-39 N \text{ 单位}/\text{公里}$, 当射线初始仰角为 0° 或很小时, 地面附近的 K 因数为 $4/3$ 。

指数模式

exponential model

实测资料统计表明, 同时对流层折射的理论计算亦证实, 平均对流层模式可用下述指数模式近似表示

$$N(h) = N_0 e^{-C_e(h-h_0)}$$

式中, $N(h)$ 为海拔高度 h 处的对流层折射率; h_0 为地面海拔高度; N_0 为地面的对流层折射率; C_e 为对流层折射率衰减常数, 根据实测资料统计可找到它与 N_0 的关系, 不同地区这种关系略有区别, C_e 的值一般为 $0.1 \sim 0.21$ /公里。因此, 对于指数模式, 只要已知地面的折射率 N_0 , 便可得到任意高度 h 处的折射率。同时采用指数模式可简化对流层折射的理论计算, 使得折射误差有可能用误差函数 (即概率积分) 表示。

逆温层

inversion layer

在对流层范围内, 一般情况下温度是随高度的增加而减少, 但在某些情况下, 在某层内可能出现温度随高度增加而增加的现象, 则此层称为逆温层。逆温层厚度一般为几百米, 有贴地逆温层和悬空逆温层。

陆地上的干暖空气水平移动到冷湿海面或冷湿地面的冷空气层之上, 空气从高压系统下降时绝热压缩使空气加热, 白天被晒热的地面对大气加热而夜间地面因辐射降温并使低层大气降温, 这三者都可形成逆温层。

当逆温层的温度梯度大于一定的数值, 使得折射率梯度小于 $-157 N$ 单位/公里, 则出现大气波导。大气波导一般都是逆温层。

湍流

turbulence

湍流是一种极不规则的涡旋式的流体运动。其中任何点的速度都大幅度随机起伏, 其起伏幅度与平均速度常可比拟。流体运动与雷诺数 (某一体积内的流体的惯性力与在此体积的边界上所受的粘滞力之比) 有关,

当雷诺数超过某临界值时, 运动即失去稳定性而形成湍流。在大气中, 由于粘滞系数甚小, 雷诺数经常较大, 所以经常存在湍流。

湍流单元的温度、湿度和压力与其所运行到的空间的温度、湿度和压力通常都有差异, 因而折射率也有差异, 当电波通过湍流介质的时候, 由于折射率的这种随机变化, 造成电波相位, 幅度和到达角的起伏, 也造成电波的散射。

湍流尺度

scale of turbulence

湍流尺度是表征湍流单体大小的量。湍流有外尺度, 即最大尺度, 相应于湍流形成时的起始尺度, 也有内尺度, 即最小尺度, 相应于湍流运动因粘滞作用而达到稳定时的尺度。在内、外尺度之间, 各种尺度的湍流都发生。通常所说的湍流尺度, 是指湍流的平均尺度, 在对流层中, 湍流的内尺度约为几毫米或更小, 外尺度约达几百米或更大, 平均尺度为几米到几十米。

在湍流单体中, 各点的速度、压力、温度、湿度彼此都是相关联的, 折射率也是相关联的。在湍流单体之外, 这种关联是微弱的, 根据这种特性而引入尺度的各种表达形式, 在电波传播中, 湍流尺度通常是指折射率的相关系数 (归一化相关函数) 为 $1/e$ 时两点之间的距离, 它也称为相关距离或相关半径。

折射指数起伏强度

intensity of refractive index fluctuation

折射指数 n 对其平均值 \bar{n} 的偏离的均方值 $(\overline{n - \bar{n}})^2$, 亦即折射指数方差, 称折射指数起伏强度。它是衡量大气湍流强弱的统计量。它对在湍流介质中传播的无线电波强度及相位起伏均有影响。因而, 对无线电通信和无线电测量均有影响。

折射指数起伏相关函数

correlation function of refractive
index fluctuation

大气折射指数一般是空间 \vec{r} 和时间 t 的随机函数 $n(\vec{r}, t)$ ，空间和时间域上不同点 (\vec{r}_1, t_1) 和 (\vec{r}_2, t_2) 的折射指数各自相对于平均值的起伏量 $\Delta n(\vec{r}_1, t_1)$ 、 $\Delta n(\vec{r}_2, t_2)$ 的乘积的平均值 $\overline{\Delta n(\vec{r}_1, t_1) \Delta n(\vec{r}_2, t_2)}$ ，即为折射指数起伏相关函数。一般它也是空间和时间的函数，当折射指数为平稳随机过程时，此函数仅为空间的函数。当介质为统计均匀即空间各点折射指数统计平均特性相同时，此函数仅为空间两点矢径差 $\vec{R} = \vec{r}_2 - \vec{r}_1$ 的函数。若介质同时又各向同性，此函数更只依赖于两点的距离 $R = |\vec{R}|$ 。折射指数起伏相关函数是研究湍流介质中电波传播的基本参数。实验证明，在对流层中，此函数的一般形式为

$$B_n(\vec{R}) = \{(\overline{\Delta n})^2 / [2^{v-1} \Gamma(v)]\} \cdot (R/R_0)^v K_v(R/R_0)$$

其中， $(\overline{\Delta n})^2$ 为折射指数起伏强度； v 为常数； $\Gamma(v)$ 为 Γ 函数； $K_v(x)$ 为 v 阶麦克唐纳函数； R_0 表征 \vec{R} 方向上的平均湍流尺度。

折射指数结构函数

structure function of refractive index

在湍流大气中，当折射指数为非平稳随机过程时，使用折射指数起伏相关函数便有困难，因为此时折射指数的平均值是时间的函数，折射指数的起伏部分和平均值随时间变化的部分将无法加以区别。为了消除这一困难引入了结构函数。它定义为

$$D_n(t_1, t_2) = \overline{[n(t_2) - n(t_1)]^2}$$

其中 $n(t)$ 为 t 时刻折射指数；“—”代表求统计平均。这样，当时间间隔 $\tau = t_2 - t_1$ 不很大以至使差 $n(t_2) - n(t_1)$ 近似为时间的平稳函数时，于是结构函数将只与 τ 有关，即 $D_n(\tau) = \overline{[n(t + \tau) - n(t)]^2}$ 。因此，

它是描述具有平稳增量的折射指数特征的基本函数。

当折射指数为平稳随机过程时，结构函数与相关函数 $B_n(\tau)$ 的关系是

$$D_n(\tau) = 2[B_n(0) - B_n(\tau)]$$

对于局部均匀各向同性随机场，类似地有结构函数：

$$D_n(r) = \overline{[n(\vec{r} + \vec{r}_1) - n(\vec{r}_1)]^2}.$$

折射指数起伏空间谱

spatial spectrum of refractive index
fluctuation

折射指数起伏在空间的变动，可以看作无限多空间谐波分量之和，相应的谱密度一般是空间波数 \vec{K} 的函数，常称空间谱。其中， \vec{K} 为空间矢量， $|\vec{K}| = 2\pi/L$ ， L 为空间波长即湍流尺度。空间谱 $\Phi_n(\vec{K})$ 与折射指数起伏相关函数 $B_n(\vec{R})$ 互为傅里叶变换

$$\Phi_n(\vec{K}) = (2\pi)^{-3} \int B_n(\vec{R}) \cos(\vec{K}, \vec{R}) d\vec{R}$$

其中， $d\vec{R}$ 表示空间体积元，积分范围为介质涉及到的整个空间。在对流层中，空间谱的一般形式为

$$\Phi_n(\vec{K}) = A (\overline{\Delta n})^2 [1 + (KR_0)^2]^{-v(v+3/2)}$$

其中， A 、 v 为常数； $(\overline{\Delta n})^2$ 为折射指数起伏强度； R_0 为 \vec{K} 方向上的有效湍流尺度。

大气窗口

atmospheric window

一般说来，大气层对无线电波有吸收与反射，但在某些频段电波不受大气层衰减或者衰减较小，能够透过大气层，我们称这些频段为大气窗口或透明窗口。约从 30 兆赫到 10 千兆赫的频段叫无线电窗口，这个窗口的大气衰减很小，可以忽略不计。大约 30 兆赫以下的电波可以受到电离层的全内反射。从 10 千兆赫以上的电磁波直至红外低端（包括毫米波、亚毫米波、远红外），电磁波与大气相互作用，受到大气强烈的吸收，尤其是在气体分子的谐振吸收谱线（带）

附近, 衰减特别大, 但在谱线(带)之间, 大气衰减相对比较小, 因而形成许多窗口。可见光是另一个窗口, 叫光学窗口。在可见光的上下两端, 即红外线和紫外线, 都受到大气层的强烈吸收而衰减很大。

大气衰减

atmospheric attenuation

电波在大气层中传播时与大气相互作用, 致使场强小于在自由空间的值, 称为大气衰减。大气衰减主要是由于气体分子与水汽凝积物(雨、雪、云、雾等)对电波的吸收与散射所造成。电波通过大气层时, 气体分子吸收一定频率的能量, 使分子外层电子从低能级跳到较高能级, 产生谐振吸收。在大气层中主要是水汽分子和氧分子形成谐振吸收, 在 22、235 与 183 千兆赫水汽分子谐振吸收达到极大值。在 60 与 118 千兆赫氧分子谐振吸收达到极大值, 而且在更高频率还有许多吸收谱线(带)。此外, 大气层中的小含量气体分子(如一氧化碳、二氧化碳、氧化氮、臭氧等)也会产生谐振吸收。云、雨、雾、雪等水汽凝积物对电波的衰减, 既有吸收也有散射作用, 降雨衰减与降雨率有关, 云、雾衰减与单位体积的含水量有关。

一般对 10 千兆赫以下的电波(无线电窗口内)大气衰减可以忽略不计, 而对高于 10 千兆赫的电波(尤其是在大气窗口外)大气衰减比较严重, 常需考虑。此外, 大气层中的不均匀体也可以使电波散射或反射, 引起波前失真和信号衰减, 不过, 这种衰减较小, 可以不予考虑。

无线电探空仪

radiosonde

无线电探空仪是利用无线电技术测出对流层大气的温度、气压、相对湿度, 从而计算出折射率沿高度分布的装置。目前, 广泛采用的是转筒式电码探空仪, 它是采用无线电电码遥测法进行测量。探空仪由充满氢气的

的探空气球带到高空, 用以探测地面至 30 公里范围内各个高度上的大气温度, 气压和相对湿度。除转筒式电码探空仪外, 还有利用热敏电阻、湿敏电阻作传感器的电子式探空仪等。无线电探空仪的测量范围: 温度为 $+40^{\circ}\text{C}$ 至 -75°C , 气压为 1050 毫巴至 10 毫巴, 湿度为 100% 至 15%。

为了精细测量低空大气结构, 往往采用轻质, 强拉力的绳索, 系住载有探空仪的气球进行探测, 这就是系留探空仪(wire-sonde)。系留探空仪通常只能在静风或微风条件下使用, 测量高度一般为几百米至一千米左右。

压高公式

pressure-height formula

为要得到对流层剖面(折射率沿高度分布), 就必须知道由温度、压力、湿度算得的折射率所对应的高度, 此高度利用压高公式算得。压高公式是从空气静力学方程和气体状态方程出发, 考虑到湿度对温度的影响以及重力加速度随纬度与高度的变化而得到的。对于 $h_i - h_{i-1}$ 这一薄层来说, 它的表达式为

$$\begin{aligned} h_i - h_{i-1} = & 18400(1 + 0.00264 \cos^2 \varphi) \\ & \times \left(1 + \frac{t_m}{273}\right) \left(1 + 0.378 \frac{e_m}{p_m}\right) \\ & \times (1 + 3.14 \times 10^{-7} h_m) \lg \frac{p_{i-1}}{p_i} \text{ (米)} \end{aligned}$$

其中, h_i 与 h_{i-1} 为两邻近点海拔高度; h_m 为它们的平均值(单位为米); p_i 与 p_{i-1} 为相应于 h_i 与 h_{i-1} 的气压(单位用毫巴); t_m 、 e_m 、 p_m 分别为 h_i 与 h_{i-1} 间的温度、水汽压、气压的平均值(温度单位为 $^{\circ}\text{C}$, 水汽压单位为毫巴); φ 为纬度。由下而上逐层求出高度差, 再累加起来, 则可得到相应于某一组温度、压力、湿度的海拔高度。

压高公式有时又称为拉普拉斯公式。

折射率仪

refractometer

折射率仪又称折射计或折射表,它是测量对流层折射率的仪器。众所周知,槽路(波导腔体,同轴腔体与LC回路)的谐振频率是取决于其尺寸及其内含介质的折射率,若其尺寸保持不变,则谐振频率的变化只取决于介质折射率的变化,折射率仪就是利用这个原理来测量折射率的。它又分为机载折射率仪(飞机携带的折射率仪)与轻型折射率仪(气球携带的折射率仪)两大类。

机载折射率仪的工作频率为10千兆赫左右。以端面开口的圆波导腔体为取样腔,作为传感器,空气可以自由通过,另外用密闭的参考腔作比较,由两腔的谐振频率之差,就可以度量出空气的折射率。

轻型折射率仪是用同轴腔体来代替波导腔体,以便减轻重量并缩小体积。它的工作频率选在400兆赫或1750兆赫左右。此外还有用LC回路中的空气电容作传感器的,工作频率在10兆赫左右。

积分折射率仪

integral refractometer

积分折射率仪是测量对流层折射率沿电波传播路径积分的仪器。利用信标作信号源,称有源积分折射率仪,利用大气辐射作信号源,称无源积分折射率仪,也称辐射计。

在毫米波段与红外波段,对流层具有色散特性,折射率与频率有关。利用这种特性,可以在分子共振线附近,用接收机测量两个相干频率的总色散度(即两个相干频率传播后相位的相对偏离)。例如水汽有一条22,235千兆赫的共振吸收线,选择两相干频率为15.6和31.2千兆赫;氧有一条60千兆赫的共振吸收线,选择两相干频率为45和90千兆赫。另一方面,总色散度与传播路径上氧或水汽的含量有着一定的比例关系,水汽含量决定折射率的湿项,氧含量决定折射率

的干项,两者之和就是折射率。因此积分折射率仪有干项积分折射率仪与湿项积分折射率仪之分。它们的测量分别为干项积分折射率 $A \int_1 N_{\text{干}} dl$ 与湿项积分折射率 $A \int_1 N_{\text{湿}} dl$,其中 $N_{\text{干}}$ 与 $N_{\text{湿}}$ 分别为折射率的干项与湿项, A 是与氧含量有关的比例系数。通过同时测量沿传播路径氧与水汽的两个相干频率的总色散度即可测得折射率沿传播路径的积分。

积分折射率可以用来修正距离测量系统由于对流层折射所造成的距离误差。

无源探测

passive sounding

无源探测是用微波辐射计测量对流层不同高度的温度、湿度以及气压的一种方法。在大气中氧分子与水汽分子强烈地吸收微波辐射,氧的吸收波段为5毫米和2.52毫米,水汽的吸收波段为13.5毫米和1.6毫米。根据在某波段有强烈吸收则必然在该波段有强烈辐射的原理,氧和水汽在这些波段也存在强烈的辐射。氧在空气中的含量是稳定的,因此氧辐射的强弱可以表示空气温度的高低、水汽的含量在空气中是多变的,因此水汽辐射的强弱可以表示空气湿度的大小。

具体的方法是:在地面用波长为5毫米的微波辐射计测量氧辐射强度,用波长为13.5毫米的微波辐射计测量水汽辐射强度。在测量时可作扫角测量,也可作扫频测量,还可作多频扫角测量。利用所测得的任一种数据组,采取适当的数学方法即可得到不同高度的温度与湿度,此外利用压高公式可算出相应高度的气压。

无源探测同样可用在人造卫星上遥测大气要素。

声波探测

acoustic sounding

大气要素变化对声波折射率的影响,比对电波折射率的影响大得多。例如温度变化1°C,会引起声波折射指数变化1700N单位,

而无线电波折射指数只变化 $1N$ 单位左右;水汽压变化 1 毫巴,声波折射指数变化 $140N$ 单位,无线电波折射指数只变化 $4N$ 单位左右;风的影响更为明显,风速变化 1 米/秒时,声波折射指数变化 $3000N$ 单位,无线电波折射指数基本不受影响。因此,可以利用大气要素对声波的影响遥测对流层的大气结构,这种探测方法称为声波探测。根据大气对声波的散射和反射已提出声波散射法和声雷达法。

无线电气象学

radio meteorology

无线电气象学广义说应该包括以无线电为手段研究气象与无线电中的气象问题两个方面,后者主要是指气象对无线电波传播的影响问题,这里所说的无线电气象学即属于后面这层意义。

无线电波在对流层中的传播特性取决于大气的电特性,而对流层中大气的电特性则是由大气温度、压力和湿度所确定的无线电折射指数来表征的,所以折射指数的空间分布及其随时间的变化决定无线电波在对流层中的传播特性,如大气折射指数的随机起伏引起无线电波的散射,大气折射指数沿高度的变化引起电波的折射等等。因此,用气象学的方法和气象的观测结果研究无线电折射指数的空间分布及其随时间的变化是极为重要的课题,由这一课题便产生了无线电气象学这门边缘学科。

无线电气象学在处理通信和定位测速中的无线电波传播问题方面有广泛的应用。特别是伴随空间技术而发展起来的精密无线电定位测速系统的出现,提出了精密修正大气折射误差的要求,这大大促进了无线电气象学的发展。

无线电气候学

radio climatology

从气候学的观点研究大气无线电折射指数空

间分布及其随时间变化的平均特性的学科,称为无线电气候学,又称无线电折射指数气候学。

大气中进行着各种各样复杂的物理过程,致使折射指数随空间和时间发生变化,这些变化可分为随机的和规则的两个分量。对一定的空间和时间范围取平均,则可消除随机分量,得出规则变化的分量,即折射指数随空间和时间变化的平均规律,如折射指数沿高度和水平的分布,日内变化和季节变化等特性。这是无线电气候学的主要方法。当然无线电气候的规律还有强烈的地域性。

无线电气候学在通信、定位测速等方面的无线电波传播问题中有广泛的应用。

无线电天气学

synoptic radio meteorology

在地球大气中,进行着各种复杂的物理过程,致使大气的状态时刻发生变化。某一瞬间大气的状态及大气中的各种物理现象统称为天气,研究不同天气中折射指数空间分布随时间变化的规律的学科称为无线电天气学。通过无线电天气学的研究可以预报折射指数空间分布的实时或短期变化规律,为通信和折射修正提供比较切合当时实际情况的气象数据。

对流层折射

tropospheric refraction

对流层折射是对流层与平流层对于无线电射线和光射线传播方向发生改变的现象,它与电离层折射合称大气折射。

对流层与平流层是不均匀介质,折射指数在空间内有变化,一般沿高度的变化是主要的。因此,无线电射线与光射线在对流层内以低于自由空间光速的变速传播,根据斯涅耳定律,其传播方向不断变化,射线发生弯曲,从而对雷达定位、多卜勒测速、视线通信等均有影响。由于对流层与平流层的介质不均匀特性随地区与时间变化,因此对流

层折射亦随地区与时间变化。

正折射

positive refraction

无线电波（包括光波）在大气中传播发生折射时，若其射线弯向地面，即射线弯曲方向与地球相同，则称为正折射。无线电波在对流层中传播时，通常产生正折射；在下电离层（即在电子浓度最大值以下）中传播时也产生正折射。

负折射

negative refraction

无线电波（包括光波）在大气中传播发生折射时，若其射线弯向地面上空，即射线弯曲方向与地球相反，则称为负折射。无线电波在对流层中传播时，只有在特殊气象条件下，即当折射指数随高度增加而增加时才会出现负折射；无线电波在上电离层（即在电子浓度最大值以上）中传播时也产生负折射。

标准折射

standard refraction

无线电波在标准大气层（实际上指标准对流层与平流层）中传播时产生的折射称为标准折射。

在标准折射条件下，当射线初始仰角为零时，射线的曲率半径近似地等于地球半径的四倍，或等效地球的 K 因数近似等于4/3。

超折射

superrefraction

无线电波在对流层中传播发生折射时，如果射线向地面弯曲很厉害，使得射线改变方向返回地面，则这种折射现象称为超折射。显然，当出现超折射时，射线的曲率半径小于地球半径。

当射线仰角为 0° 时，形成超折射的条件是折射率的垂直梯度 $\frac{dN}{dh} < -157$ N 单位/公里，这只有在温度的垂直梯度为正，且大于一定的数值，或水汽压的垂直梯度为

负，且小于一定的数值时才能满足。也就是说，当对流层中出现逆温层或水汽急剧递减层时，才有可能形成超折射。

当出现超折射时，无线电波被陷获在电离层与地面间进行一跳或多跳传播好象沿波导传播一样，这时雷达与通信设备的工作距离可以大大增加，但对于雷达定位来说也会丢失目标。

大气波导

atmospheric duct

在对流层中出现逆温层或水汽急剧递减层而形成超折射的情况下，无线电波在该层内被陷获，其传播好象在波导内传播一样，通常把这部分对流层层结称为大气波导。它可以是贴近地面的（上壁是大气层结，下壁是地球表面），也可以是悬空的（上、下壁均是大气层结），相应地称为贴地波导与悬空波导。

对于具有一定折射率垂直梯度与波导厚度的大气波导来说，只有小于一定仰角与波长的无线电波才能在大气波导中传播，即大气波导有其穿透角与临界波长。折射率垂直梯度越大、波导厚度越厚，则穿透角越大，临界波长越长。通常可以传播的波长为厘米波。

大气波导的出现是由气象条件决定的，可根据气象资料预测大气波导的出现。当对流层中出现大气波导时，雷达与通信设备工作距离可以大大增加，但对于雷达定位来说也会丢失目标。

陷获

trapping

当对流层中存在大气波导时，一定波长的无线电波以一定的仰角（或俯角）入射到波导内，则会在波导内发生全内反射，即波在大气波导内传播，这时称无线电波被大气波导陷获或捕获。

被陷获的无线电波可以传播得很远，但

有时希望无线电波不被陷获而要穿越大气波导,这时可以降低无线电波频率与增大仰角(或俯角)。

反常传播

anomalous propagation

广义来说,凡是在大气层出现特殊情况时的电波传播皆称反常传播。但通常是指对流层的折射率梯度小于 $-157N$ 单位/公里时出现的大气波导传播。

无线电地平线

radio horizon

在某一方位角上,可以找到一条从天线出发切于地球表面的无线电射线(对流层正常折射情况下的射线),当射线的方位角变化时,地球表面上切点的轨迹,称为该天线的无线电地平线。对于平滑地球,无线电地平线为一以天线为中心的圆周,而离地高度为 h 的天线至无线电地平线的地面距离为 $\sqrt{2a_e h}$,其中 a_e 为等效地球半径。

无线电地平线的概念有助于区分视线传播与超地平传播。

视线传播

line-of-sight propagation

如果由发射点辐射出的无线电波,经过自由空间或具有正常折射的大气,能够直接(即不经反射、散射、绕射和超折射)到达接收点时,则称这种情况下的电波传播为视线传播。对于平滑地面,当发射天线高度为 h_1 、接收天线高度为 h_2 时,则视线传播的最大地面距离为

$$d_{\max} = \sqrt{2a_e}(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2})$$

式中 a_e 为等效地球半径。

微波中继通信、卫星通信与一般的定位测速雷达都属视线传播,工作频率在微波与超短波波段。

对于微波中继通信的视线传播,为了降低路径损耗使得接近自由空间传播,传播电路必须有一定的路径空隙,因此往往需要将

收发天线架高。若传播电路中间存在反射点(平滑地面上的传播电路总是存在地面反射),则接收点的信号为直射波与反射波的干涉结果。一般来说,考虑到气象条件变化的影响,对于无地面反射的微波中继通信电路(如山区),路径空隙取第一菲涅耳区半径左右,对于存在地面反射的电路(如平地),路径空隙约取第一菲涅耳区半径的60%。

直接波

direct wave

从发射天线出发通过大气层或某一介质直接(即不经反射、散射、绕射和超折射)到达接收天线的无线电波,称为直接波或直射波。当无线电波用射线表示时,则称为直接射线。

反射波

reflected wave

在大气层或某一介质内,从发射天线出发经地面、或大气层结、或介质分界面反射到达接收天线的无线电波,称为反射波。当无线电波用射线表示时,则称为反射射线。

空间波

space wave

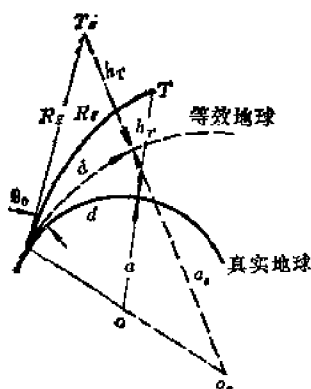
通常指直射波与地面反射波。

等效地球半径

equivalent earth's radius

对流层折射使无线电射线与光射线发生弯曲。假设对流层为球面分层,且近地低空折射指数梯度 $\frac{dn}{dh}$ 为常数,当射线仰角较低时,根据真实地球曲率与弯曲射线曲率之差(即真实地球与弯曲射线的相对曲率)保持不变,则可得到与均匀对流层中直射射线相对应的等效地球(见图),其半径称为等效地球半径。它与真实地球半径 a 的关系为

$$a_e = \frac{a}{1 + a \frac{dn}{dh}}$$



等效地球半径几何关系

正折射 $a_e > a$, 负折射 $a_e < a$, 标准折射 $a_e = \frac{4}{3}a$, 超折射 $a_e < 0$, 无折射 $a_e = a$ 。用等效地球代替真实地球后, 除弯曲射线变为直线外, 视在仰角 θ_0 、端点高度 h 、射线几何长度 R_e 、地面距离 d 都不改变。

等效地球半径方法是在视线、绕射、散射传播的计算中, 用以考虑近地低空对流层折射的简易方法。等效地球半径的大小随地区与时间变化。

K因数

K-factor

等效地球半径 a_e 与真实地球半径 a 之比值称为 K 因数。根据 a_e 的表达式得:

$$K = \frac{a_e}{a} = \frac{1}{1 + a \frac{dn}{dh}}$$

其中 $\frac{dn}{dh}$ 为球面分层对流层中近地低空的折射指数梯度, 其值为常数。正折射 $K > 1$, 负折射 $K < 1$, 标准折射 $K = 4/3$, 超折射 $K < 0$, 无折射 $K = 1$ 。

K 因数是在视线、绕射、散射传播的计算中, 用来考虑近地低空对流层折射的参数, 它的值随地区与时间变化。

瑞利准则

Rayleigh criterion

瑞利准则是定量判定实际凹凸地面对于

无线电波是镜面反射还是粗糙面反射的依据, 它给出满足镜面反射时地面平均起伏 h 、无线电波波长 λ 、入射射线与地面夹角 θ 之间的关系。若地面高点与低点两条反射射线的路程差小于 $\lambda/8$ (或相位差小于 $\pi/4$) 还可认为是镜面反射, 则瑞利准则为:

$$h < \frac{\lambda}{16 \sin \theta}$$

反之, 如果上述公式不成立, 则认为是粗糙地面反射。粗糙地面的反射系数比平滑地面的小。

光滑地面

smooth earth

根据瑞利准则, 如果地面平均起伏 h 、无线电波波长 λ 、入射射线与地面夹角 θ , 满足关系式

$$h < \frac{\lambda}{16 \sin \theta}$$

则认为地面是光滑地面。无线电波在光滑地面上的反射为镜面反射。

粗糙地面

rough earth

根据瑞利准则, 如果地面平均起伏 h 、无线电波波长 λ 、入射射线与地面夹角 θ , 满足关系式

$$h > \frac{\lambda}{16 \sin \theta}$$

则认为地面是粗糙地面。无线电波在粗糙地面上的反射不是镜面反射, 其反射系数比镜面反射的反射系数小。

地面突起

earth bulge

在平滑的地球表面上, 发射天线和接收天线之间的地面上各点, 都高于通过发射天线垂足 (连接天线与地心的直线和平滑地球表面的交点为垂足) 与接收天线垂足的直线, 称为地面突起。平滑地球面上各点高于通过二垂足的直线的高度 (h), 有如下公式

$$h = \frac{4}{51} \frac{d_1 d_2}{K} (\text{米})$$

式中 d_1 、 d_2 分别为该点至发射点与接收点的地面距离（公里）， K 为考虑对流层折射的 K 因数。显而易见，收发点中间（即 $d_1 = d_2$ 处）地面突起高度最大。

在作地面上视线传播、绕射传播与对流层散射传播的电路地形剖面图时，要利用地面突起高度公式。

路径空隙

path clearance

在视线传播中，直射射线与平滑地球反射点之间的距离，或在绕射传播中，收发点之间连线与山峰之间的距离，称为路径空隙。在平滑地面情况，路径空隙与路径长度、反射点位置、收发天线高度、 K 因数有关；在山地情况，路径空隙与路径长度、山峰位置、收发天线高度、 K 因数有关。山峰在射线之下时路径空隙为正，山峰在射线之上时路径空隙为负。

平滑地球视线传播的干涉损耗变化以及绕射传播的绕射损耗都和路径空隙的大小有关。

发散因数

divergence factor

在视线传播中，光滑球面的弯曲使反射射线发散，使反射场变小。在同样的入射场，入射角与地面参数的条件下，光滑球面反射场与光滑平面反射场之比（或光滑球面反射系数与光滑平面反射系数之比），称为发散因数。它与电路长度、反射点位置、天线高度、 K 因数有关。发散因数小于 1，最小值可达 0.5 左右。

因为发散因数小于 1，故地面弯曲可减小视线传播的干涉损耗。

干涉损耗

interference loss

在视线传播中，在接收天线处，直射波

场强幅度 E_0 和直射波、反射波的合成场强幅度 E 之比，称为干涉损耗。若用分贝表示，则为

$$I = 20 \lg \frac{E_0}{E} (\text{分贝})$$

一般 I 为波长、距离、天线高度与 K 因数的函数，可为正数（损耗），也可为负数（增益）。在视线传播中，干涉损耗一般在 +16 分贝到 -6 分贝内变化。

高低法

high-low technique

存在地面反射的视线传播电路，如果收发天线之一架得很高，另一个架得很低则称此种方法为高低法。

由于天线一高一低使反射点很靠近低天线一端，这样使地面上的反射菲涅耳区中的高阶（一般为二阶以上）菲涅耳区的反射能量被地球的弯曲所阻挡，在一定程度上克服了干涉衰落。但由于菲涅耳区大小与频率有关，一般频率在 2~4 千兆赫效果较好，6 千兆赫以上效果不够理想甚至完全不实用。

此外，由于反射点很靠近低天线，使直射射线与反射射线很接近，路径空隙不大，因此气象条件对直射射线与反射射线的影响几乎相同接收天线不容易落在直射射线与反射射线干涉图形的谷内，使信号比较稳定。反射点容易被确定、改造，甚至可以阻挡住反射射线。还由于反射射线与地面交角变大，使反射系数降低，反射射线偏离天线最大辐射方向也更大，对减小反射信号也有一定作用。

在微波中继通信中如有条件总是尽量采用高低法。高低法也用于测量天线方向性图。

超地平传播

transhorizon propagation

当接收天线在发射天线的无线电地平线以外，且在从发射天线出发切于地球表面的无线电射线（对流层的正常折射情况下的射

线)以下,也即由发射天线辐射出的无线电射线,经过具有正常折射的大气层,不能直接到达接收天线,则称这种情况下的电波传播为超地平传播。对于平滑地球,当发射天线高度为 h_1 、接收天线高度为 h_2 时,则超地平传播的最小地面距离为

$$d_{\min} = \sqrt{2a_e} (\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2})$$

式中 a_e 为等效地球半径。

超地平传播的方式,除沿地球表面绕射传播与短波电离层反射传播外,还有超短波与微波的对流层散射、障碍绕射、电离层散射、流星余迹反射、机载式有源转播、人造卫星有源转播以及大气波导传播等。

超短波球面绕射

spherical diffraction of ultra-short radio wave

超短波球面绕射,指超短波沿光滑地球表面的绕射。超短波球面绕射衰减随距离增加很快,因而,这种传播方式一般只在超出地平线不远的距离上,才可能显得比较主要。

障碍绕射

obstacle diffraction

当山峰、建筑物之类的自然的或人为的障碍物高度远大于无线电波长时,无线电波绕障碍物的传播,称为障碍绕射。障碍绕射属超地平传播,其传播频率自短波至微波。在远距离电路上,超短波与微波障碍绕射的损耗常常可能比沿地球表面绕射的损耗要小,甚至还可能小于对流层散射的损耗,因此,它是可供选择的传播方式。

刃形绕射

knife-edge diffraction

刃形绕射指电波沿刀口状障碍物的绕射,也称楔形绕射。

球面绕射损耗

spherical diffraction loss

球面绕射损耗一般是按架高天线之间的绕射传播电场强度的衰减因子的级数表达式

计算,当距离扩大到阴影区时在工程计算上仅取级数首项即够。此损耗与电路相对距离 $x=d/D$ 和收、发端天线相对高度 $y_2=h_2/H$ 、 $y_1=h_1/H$ 有关, d 为电路长度, h_2 、 h_1 分别为收、发端天线高度, $D=(a_e^2\lambda/\pi)^{1/3}$ 、 $H=\frac{1}{2}(a_e\lambda^2/\pi^2)^{1/3}$ 分别为参考距离和参考高度, a_e 为等效地球半径, λ 为无线电波长。当电路相对距离或收、发端天线相对高度较大时,球面绕射随距离的衰减率约为每参考距离17分贝。

障碍绕射损耗

obstacle diffraction loss

障碍绕射损耗与无线电波长 λ 、绕射角 θ 、障碍高度 h (从收、发点连线算起)及障碍顶部曲率半径 a 等有关。当障碍顶部曲率半径不超过极限值 $a_1=2\lambda/(10\theta)^3$ 时,障碍绕射损耗按刃形绕射损耗公式算;否则,可按圆顶障碍考虑。刃形绕射损耗与参数 $u=(2h\theta/\lambda)^{1/2}$ 有关,当 $u=0$ 时,该损耗为6分贝;当 $u>1$ 时,该损耗约为 $13+20\lg u$ 分贝。障碍顶部曲率半径不可忽略时,将产生附加损耗。实际考虑障碍绕射电路损耗时,一般还需考虑障碍两侧电路段上的地反射损耗。在多个障碍绕射情况下,绕射损耗常在单个障碍绕射损耗算法基础上用某些近似方法估算。不过,在这种情况下,对超短波来说,绕射也许已不是主要传播方式,而需按对流层散射考虑了。

障碍增益

obstacle gain

在同样的光滑球面电路上,有时,出现障碍时的绕射信号比没有障碍时的绕射信号强,其中因障碍的出现而带来的增益称障碍增益。障碍增益产生的原因是:在球面绕射时,由于传播路径都在球面附近,所以沿途都得遭受衰减;而在障碍绕射时,传播路径远离地面,电波可能主要只在障碍顶部遭受衰减,特别当障碍两边电路上的地反射有利时,障

碍绕射情况下的衰减还可以进一步减小。障碍增益并不是个常数,当障碍高度、障碍顶部厚度较大或地反射不利时,障碍增益将减小,情况严重时,它也可能变成负值,即障碍带来了附加损耗。

绕射体

diffractor

绕射体是设置在障碍物顶部、改善障碍绕射性能的装置,适用于频率较高的微波段。它的支撑结构不需很牢,安装之后不需加工调整,增益也可以做得较高。有屏幕型和介质型两种。屏幕型的原理是把抵消接收场的电波分量阻挡掉,介质型是改变抵消接收场的电波分量的相位而使若干电波分量同相相加。介质型较屏幕型有效,可以做得较小。

对流层散射

tropospheric scattering

对流层中充满不均匀体,它们在折射指数上与周围空间有差异,因而有将入射电波向周围再辐射的能力。对流层中的这种不均匀体对电波的再辐射,称对流层散射。在对流层散射情况下,处于无线电视线以外的接收点的场强是该点与发射点都能“看见”的空间内所有不均匀体的再辐射分量的叠加。对流层散射的机理大体有湍流散射、不规则层非相干反射和水平分层结构相干反射等种,一般认为是几种机理特别是前两种可能都实际起作用。对流层散射与超短波常相联系,实用频段一般为100兆赫到10千兆赫。实用距离一般300公里左右,最远的已超过1千公里。容许的传输带宽为数百千赫至几兆赫。传播可靠度实用中常按99.9%甚至99.99%考虑。不怕核爆炸、太阳黑子、磁暴和极光等影响。

湍流散射

turbulent scattering

它是对流层散射机理之一。这种机理认为:对散射起决定性作用的不均匀结构是湍流,它们呈球状或团状,在电性能上互不相

关,因而,它们向接收点散射的分量非相干叠加。湍流散射理论现在发展得比较完备,比较能符合实验结果。

不相干反射

incoherent reflecting

它是对流层散射机理之一。这种机理认为:对散射起主要作用的不均匀结构是随机性锐变层结,它们可以设想为大量强度不等、形体不一、位置和取向极不规则,并且不断运动变化的层结,也可以设想为大量有“静止”成分和“扰动”成分的层结或湍流层。这类随机性层结向接收点的反射分量非相干叠加。这种机理较能符合实验结果。

相干反射

coherent reflecting

它是对流层散射机理之一。这种机理认为:对传播起主要作用的不均匀结构为稳定的水平分层结构。每一水平薄层都对电波产生部分反射,每一部分反射分量都有一定的相位,因此所有的部分反射分量相干叠加。这种机理可以解释某些平均传播特性,特别是距离较长的传播特性,但要解释衰落特性等,还需引入某些可变因素。

散射截面

scattering section

它是散射传播的重要参数。系在单位能流密度照射下,单位散射体积在给定方向上单位立体角内散射的功率。对流层散射截面表达式一般为

$$\sigma = A\lambda^n \theta^{-m}$$

其中 A 为常数, λ 为无线电波长, θ 为散射角,指数 n 与 m 一般认为分别约应取1和5。

信号电平中值

median of signal level

信号电平中值也称信号中值电平。它是指这样一个信号电平,即对于随机变化的信号在给定的统计时间内,信号电平有50%的时间超过此信号电平。它在统计意义上标志

了信号电平的大小。在电波传播研究中,常常根据具体统计时间的不同又可以分为五分钟中值、小时中值、月中值、年中值等。在电路设计上经常用到信号电平中值。

对流层散射传输损耗中值

median transmission loss due to tropospheric scatter

对流层散射传输损耗中值一般根据半经验的或经验的公式或曲线估算,一般可以表作基本传输损耗中值、天线介质耦合损耗与波束偏移损耗之和再减去收、发天线平面波增益(用分贝)。

对流层散射基本传输损耗中值

median basic transmission loss due to tropospheric scatter

对流层散射基本传输损耗中值与频率、距离、散射角及地面折射指数等有关。与频率约呈3次方关系,与距离和散射角关系较复杂。一般说,随距离的增长率约为每公里0.07~0.13分贝。与地面折射指数的关系大体是:地面折射指数每增加1N单位,损耗减小0.1~0.4分贝。在计算对流层散射基本传输损耗中值时,有时还考虑所谓频率增益函数和大气衰减。

频率增益函数

frequency gain function

在对流层散射电路中,当天线足够高时,地反射将使收、发天线波束交叉区内的入射能量和向接收点的散射能量都加倍。但当天线高度或频率降低时,相对于波长的天线高度将减小,这时,起作用最大的天线波束交叉区下部相当部分的直接射线分量将被地反射分量所抵消,因而,传输损耗将增大。天线高度或频率降低时由于地反射效应造成的这种传输损耗的增加量,称频率增益函数。此函数当天线有效高度达到30个波长以上时一般即可忽略,这一条件常可满足,因此,此损耗在估算传输损耗时一般可以不予考

虑,但在天线架设中有时则需考虑它的影响。

天线介质耦合损耗

antenna-to-medium coupling loss

口径大的天线,在对流层散射传播中,其实际增益要比它在平面波情况下的增益为低,这种天线增益降低量,称天线介质耦合损耗。这种损耗产生于散射场强相位的不相干性。在自由空间中,到达接收天线口面的是平面波,口面上各点的场强基本上同相叠加,但在对流层散射情况下,到达接收天线口面的不再是平面波,特别当天线口面足够大时,口面上各点的场强相位杂乱无章,而且随机变化,这时的效果当然比同相叠加的效果差。这就造成天线实际增益比天线在平面波情况下的增益为低,也有作其它解释的,但实质都一样。一般认为,天线介质耦合损耗与天线波束和散射角等有关。但有关实验资料分析表明,在一定距离范围内,该损耗实际只与天线平面波增益有关,而与距离无关。此损耗一般在平面波天线增益超过30分贝以后开始明显起来。

波束偏移损耗

beam deviation loss

在对流层散射电路中,收、发端天线波束都有一个最佳指向,相应的最佳方位是对方天线所在方位。如果波束偏离最佳方位,即产生附加损耗。此损耗称波束偏移损耗。波束偏移损耗一般不必考虑,但在某些特殊的系统如角分集系统中则需考虑。

波束展宽

beam-broadening

波束扫描试验发现,自由空间中的尖锐的无线电波束,经对流层散射传播后变宽了。这种现象叫波束展宽。波束展宽现象可用散射波分量到达角的多重性与随机性解释。当来波从多重随机性角度到达时,实际天线方向图当然比来波仅从一个方向到达的自由空间方向图宽,特别当自由空间天线方向图足

够尖锐、来波到达角有效范围与它可以相比拟时,情况更为明显。波束展宽实际与天线介质耦合损耗密切相联系,波束的变宽意味着电波能量的分散,从而也就意味着天线增益的降低,反过来说也一样。因此,二者的起因实质上完全一样。

传播可靠度

propagational reliability

传播可靠度,即在收、发信机稳定工作条件下,达到一定传输质量的概率。通常,是指在长期中,短期信号电平中值不低于某门限、同时波形畸变不超过某极限的概率。在波形畸变不明显的场合,主要是指短期信号电平中值不低于某门限的概率。在实用的视线传播系统和对流层散射系统中,高质量的传播可靠度通常分别按99.99%以上和99.9%~99.99%考虑。

三、电离层电波传播

日地关系

sun-earth relationship

随着太阳物理和地球物理这两门科学的发展,产生了一门新的边缘科学,就是日地物理学,通常也叫做日地关系。这门学科是研究由于太阳活动而引起的太阳辐射的变动;研究太阳辐射的变动部分来到地球区域之后如何引起一系列的地球物理现象;研究这些地球物理现象的演变规律;以及如何应用于生产实践。因此,这门学科不论对物质世界的认识方面,还是对生产实践的变革方面,都有着重要的意义,尤其对无线电波传播、通信、天气预报和宇宙航行方面,更具有实用的价值。

宁静太阳

quiet sun

当太阳表面没有活动区时,也即太阳黑子等极少或没有时,称为宁静太阳。太阳是

一个巨大的辐射源,时刻发射着从波长短于 10^{-4} 埃(1埃= 10^{-10} 米)的 γ 射线到波长大于10千米的各种电磁波。作为一级近似,宁静太阳辐射相当于等效温度6000°K的黑体辐射。可见光、近红外和近紫外辐射占总辐射能量的99%。实际上从0.2微米到10微米范围的能量,几乎代表了太阳辐射能的全部。无线电波段(600微米~30米)的射电辐射,它主要是太阳的外层大气所辐射出来的,它近于“热辐射”,但所占辐射能量非常小,对总辐射能量来说,几乎可以完全忽略。紫外线到 x 射线段(1~3000埃)的辐射能量比可见光还是小的,占总辐射的1%左右。太阳除发射连续辐射外,由于太阳大气吸收和发射,在太阳连续谱的不同波段上分别叠加了吸收线和发射线,其中赖曼 α , β , x 射线,赖曼连续谱等辐射,对高空大气电离有直接关联。太阳的总辐射能量(可见光部分)是十分稳定的,而宁静电离层的逐日变化对应着紫外线和 x 射线变化。

此外宁静太阳还辐射带电粒子流,它通常称为“太阳风”。

活动太阳

active sun

当太阳表面存在着黑子、光斑、耀斑等活动区时,称为活动太阳。

活动太阳包括以下一系列物理过程,它使太阳辐射的某些部分(主要是紫外至 x 射线段及无线电波段)发生变化以及微粒辐射部分发生显著变动,其内容有:

(1) 太阳黑子;

(2) 太阳耀斑;

(3) 太阳光斑:太阳面上一些比光球背景更亮,形态各不相同的纤维状斑点;

(4) 太阳谱斑:也称色球层光斑,它是光球面上的光斑在太阳色球层大气中的延续;

(5) 太阳缓变射电: 主要出现在分米波和米波波带, 其射电强度具有慢周期(约 27 天)的变动, 它与大黑子过日面中心有关;

(6) 太阳射电爆发: 它是指在几分钟甚至几秒钟内, 主要是米波段射电强度突然增强千百倍到百万倍, 一般可分五种类型: I 型爆发又称噪声暴, 在整个过程中爆发的主要频率不变; II 型爆发是强度最大的频率以每分钟 20 兆赫的速度向低频方向飘移; III 型爆发是以更高速度, 即每秒 20 兆赫速度向低频飘移; IV 型爆发是长周期的高强度连续噪声暴, 发生在米波、分米波和厘米波段, 时常具有圆偏振。从日地关系观点来说, IV 型是最重要的, 它与太阳的带电粒子爆发密切相关; V 型爆发是短期连续噪声暴, 通常发生在 III 型之后。

太阳耀斑

solar flare

太阳耀斑是指太阳面靠近黑子附近色球层里发生的一种“光”的暴发, 它最容易在单色氢(H_2)谱线上观测到, 在少数情况, 也可以在白光上观测到。

耀斑一般根据面积大小和亮度分为三级, 其持续时间随级别高低而变。一级持续时间约 20 分钟, 二级持续时间约 30 分钟, 三级持续时间可达 60 分钟。

耀斑与太阳黑子有密切关系。太阳每旋转一周出现耀斑的数目(N_p)与太阳黑子指数(\bar{R})有下面的关系

$$N_p = a(\bar{R} - 10)$$

式中 a 为比例常数。

当某些耀斑出现时, 太阳辐射光谱的 x 射线和紫外线明显增加, 导致 E 层下部电离突然增加, 即产生电离层突然骚扰。此外, 耀斑出现时, 还喷出带电微粒流, 并常引起磁暴和电离层暴等地球物理效应。

太阳黑子

sunspot

在公元前 28 年, 我国已发现在日面上有某些较黑暗的部分, 后来人们把这种现象称为太阳黑子(或太阳黑点), 它是人们最早注意到的重要的日面现象之一。太阳黑子的寿命长短很悬殊, 有些延续数日, 少数可长达 4 至 5 个太阳自转周期(一个周期约 27 日), 在它周围包有较它光亮一些的“半影区”, 太阳黑子有时单个存在, 有时几个聚集为一群。对太阳黑子的起源还不了解, 有人认为它是在光球上的旋涡, 它的亮度较暗是由于它的温度较光球表面温度约低 2000°K 至 3000°K 。太阳黑子还具有非常强的磁场, 较大的太阳黑子磁场约 0.1 韦伯/米²。近些年来对太阳黑子磁场的研究较多, 有人认为由于强磁场的抑制, 使黑子局部辐射减小, 因此黑子的亮度较暗。

从统计上看, 很多地球物理现象与太阳黑子有密切的相关性。

太阳黑子周期

sunspot cycle

太阳黑子数与太阳活动性之间存在着较好的统计关系, 因此人们就用测量太阳黑子数的多少作为计量太阳活动的指数。最普通的太阳活动指数就是沃尔夫(Wolf)相对数 R

$$R = k(10g + s)$$

式中 g 为太阳黑子群数, s 为太阳黑子个数。 k 为对设备及观测者不同特点的修正因子。以每日太阳黑子的测量数目为基础, 可以导出月平均值, 年平均值以及 12 个月的流动平均值(R_{12})。把逐年逐月的 R_{12} 依时间序列绘出图来, 可以很明显地看出太阳黑子数的周期变化, 一般称为“太阳黑子周期”。太阳黑子周期(两个极小值之间的时间)长的约 14 年, 短的约 8.5 年, 平均约 11 年, R_{12} 的极小值约 50, 极大值可达 200。

R_{12} 的注脚“12”是表示 12 个月的流动平均值, 它是由月平均值 \bar{R} 导出的, 如逐年

的月平均值 \bar{R} 在时间序列上为 $\bar{R}_1, \bar{R}_2, \dots, \bar{R}_i, \dots, \bar{R}_{n+1}, \dots$, 则第 n 个月的 R_{12} 为

$$(R_{12})_n = \frac{1}{12} \left[\sum_{i=n-5}^{n+5} \bar{R}_i + \frac{1}{2} (\bar{R}_{n-6} + \bar{R}_{n+6}) \right]$$

此外, 也有以太阳黑子面积 A (以日面百万分之一为单位) 作为太阳活动性的标志, 它大大地减小了小黑子的重要性, A 的测量要比 R 客观些, A 的年平均值与 R 的年平均值有很好的相关性, $A = 16.7 R$ 。

太阳风

solar wind

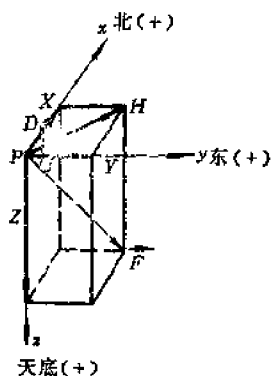
太阳风是从太阳向整个星际空间辐射出的高温高速低密度的等离子体流, 其成分主要为质子。在地球轨道附近, 这种粒子流的通量为 $10^7 \sim 10^9$ / 厘米²·秒, 而速度约为 400~800 公里/秒, 在粒子流内所带有的磁场约为 10^{-5} 高斯。

太阳风对星际磁场结构和地磁扰动等物理现象起着重要作用。

地磁要素

geomagnetic element

地磁场矢量 \vec{F} 要有三个适当的数量才能表示出来, 这些数量叫地磁要素。如图所示, 常用的三个地磁要素是: (1) 磁偏角 D ,



地磁要素

是正北与磁场水平分量 H 的夹角, 磁场水平分量在正北之东时磁偏角为正; (2) 磁倾角 I , 是磁场方向 \vec{F} 与水平面之夹角, 在磁子

午面内自由转动的磁针的北极下倾时, 磁倾角为正; (3) 水平强度 H , 没有负值, 都是正的, 有时不用水平强度而用垂直强度 Z , 指向地心为正。分析研究磁场时常用: (1) 北向分量 X , 为 H 在正北的分量; (2) 东向分量 Y , 为 H 在正东的分量; (3) 垂直分量 Z , 向下为正。

由于高空电流体及太阳风的影响, 地磁要素随昼夜, 季节和太阳活动而变化。

通常将 H 、 Z 、 D 、 I 四个量绘制成地磁图, 图上给出了年变化率修正值。

K 指数及 K_p 指数

K and K_p indices

K 指数是衡量地磁场活动性强弱的定量标志。在地磁观测台站, 每隔三小时记录地磁场强度的变化一次。在消除太阳日和太阴日变化的影响后, 得到一些无固定周期的地磁场强度变化幅度, 并以其中变化最大的数据, 作为定 K 指数的依据。通常 K 分为十级, 即 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9。指数越大表示地磁活动性越强。由于 K 指数所对应的地磁场强度变化幅度与磁纬度有关, 所以国际上规定 300, 350, 500, 600, 750, 1000, 1200, 1500 和 2000 γ 作为各个不同磁纬度 $K = 9$ 时的下限。 γ (伽马) 为地磁场强度单位, 1 γ 等于 10^{-6} 高斯。300 γ 适用最低纬度, 2000 γ 适用于极光带地区。例如在磁纬为 50° 的地方, 下限为 500 γ 与 K 相对应的数值如下:

K 指数	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
地磁场变化幅度 (γ)	0	5	10	20	40	70	120	200	330	500

为了消除地区影响, 把选定的各台站的 K 指数送到地磁固定服务处, 作平均处理, 就得到世界范围的 K 指数, 称为 K_p 指数。 K_p 指数除了用 0~9 十个字外, 还用 “+”、“0”、“-” 号把这十个数又各分成三级, 所以 K_p 指数从 0₊~9₋ 共有 28 级。

磁暴

magnetic storm

从观测得到的地磁场变化幅度减去太阳日和太阴日变化,便得到一些无固定周期的地磁场变化,这些变化通常称为磁扰。当扰动程度大时,就称为磁暴。磁暴按其强度的大小,分为大磁暴,中磁暴和小磁暴。大磁暴场强变化可达几百到几千 γ (γ 为地磁场强度单位1 γ 为 10^{-6} 高斯)。

磁暴与太阳活动有密切关系。当太阳面出现耀斑时,喷出大量带电微粒流,常引起地磁场很大的扰动,即产生磁暴。也常常引起电离层暴,它使通过电离层的正常短波通信受到破坏。在太阳活动性高的年份,经常发生急始型大磁暴,无循环性。在太阳活动性低的年份,经常发生较小的缓始型磁暴,有27天循环性。

由于磁暴经常伴随着电离层暴,且比电离层暴早出现,所以目前它是电离层暴预报的重要依据之一。

此外,在发生磁暴时由于地磁场的急剧变化,在大地中产生大地感应电流,这种电流在电报通信电路中能引起严重干扰。

极光

aurora

极光是指在南北磁纬 $64^{\circ}\sim 70^{\circ}$ 的环形地带离地面约100公里的上空,在夜间经常出现的一种辉煌闪烁的弧状、线状、带状的发光现象。通常把这个环形地带称为极光带(auroral zone)。这种现象是由于太阳暴发时,喷射出的具有数十千电子伏特能量的电子和具有数兆电子伏特能量的质子,沿磁力线进入高纬地区上空,因而引起大气中原子和分子的激发发光。目前已知道,在出现磁暴和电离层骚扰时激起的极光,迟后于太阳暴发约20至40小时。极光对无线电通信产生不利影响,特别是短波通信,在出现极光时极不稳定,甚至中断。

流星余迹

meteoric trail

流星受到地球的吸引力以很大速度进入地球大气层,从高度120~80公里左右开始,流星和逐渐稠密的大气相互作用产生高温,使流星所经路径周围的大气发光及电离,这种附加的电离区域称为流星余迹。它能散射频率很高的电波,利用这种机理进行远距离通信,称为流星余迹通信。

电子浓度

electron density

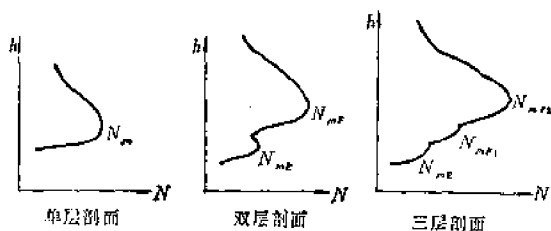
单位体积中所含有的电子个数,称为电子浓度。电离层电子浓度随时间和空间而变化,一般E层的电子浓度约为 10^5 个/厘米³的量级,F层的电子浓度约为 10^6 个/厘米³的量级。

电子浓度是描述电离层物理特性的重要参数之一,它对电波传播的影响很大。

电子浓度剖面

electron density profile

电离层的电子浓度,一般说来是随空间与时间变化的。对于任一给定的时刻,电子浓度随高度的变化是主要的,所以电子浓度剖面通常指电子浓度随高度的分布。实际的电子浓度剖面,可以出现一个或几个峰值,如图所示。



一般夜间多为单层剖面,夏季白天正午前后在中纬地区多为三层剖面,其它时间一般为双层剖面。在一些应用中,往往采用一些解析表达式(简称模式)来近似表示实际电子浓度分布,最常用的是查普曼层或抛物层模式。

查普曼层

Chapman layer

查普曼层亦称简单层。在推导查普曼层时,考虑了电子的产生与消失,以及这对矛盾两方面的动态平衡,因而得到在某一高度上形成电子浓度的极大值。查普曼层电子浓度的表达式是

$$N = N_m \exp \left\{ -\frac{1}{2} \left[1 - \frac{h-h_m}{H} - \exp \left(-\frac{h-h_m}{H} \right) \right] \right\}$$

式中 N_m 为电子浓度的极大值; h 为高度; h_m 为电子浓度极大值处的高度; H 为均质大气高度。查普曼层是在一定简化条件下求得的,因而与实际电离层有偏离,但仍是一种较好的近似。

查普曼层的基本特征是存在电子浓度极大值 N_m 。另外,它指出在任何时刻 N_m 正比于天顶角(太阳射线与垂直于地面的法线的夹角)的余弦的平方根。

抛物层

parabolic layer

取抛物型曲线来近似描写电子浓度随高度的变化,这种模式,叫做抛物层,它可写成

$$N = N_m \left[1 - \left(\frac{h-h_m}{a} \right)^2 \right] \quad (\text{当 } |h-h_m| \leq a \text{ 时})$$

$$N = 0 \quad (\text{当 } |h-h_m| > a \text{ 时})$$

式中 N_m 是电子浓度极大值; h_m 是电子浓度极大值所在的高度; a 为抛物层的半厚度。

抛物层与实际电子浓度分布相当逼近,特别在极大值附近更是如此,数学式又比较简单,故常被采用。

电子含量

electron content

电离层中单位面积的柱体内所含有的电子数,称为电子含量,即

$$S = \int_{h_1}^{h_2} N \cdot dh$$

式中 N 为电子浓度; h 为高度; h_1 为电离层下边界的高度; h_2 为柱体上顶的高度。 S 的量级一般为 10^{17} 个/厘米²。 S 有日变化、季节及年变化。若 $h_2 = \infty$, 则 S 称为总电子含量。

现在用人造卫星测得的电子含量资料已相当丰富,并已总结出某些时空变化规律,可用于雷达,卫星导航等的电离层折射修正中。

 E_s 层sporadic E -layer

E_s 层又名突发 E 层,是在 E 层高度上一种常见的较为稳定的不均匀结构。由于它的出现不很有规律,故有时称为分散 E 层。 E_s 层的电子浓度较大,厚度一般为 0.1~10 公里。 E_s 层对电波来说,有时具有半透明性,它好像一个“栅”一样,入射波部分遭到反射,部分将穿透。有时电波则受到 E_s 层全反射而达不到 E_s 层以上区域,形成所谓“遮闭”现象。

极区 E_s 层主要在夜间出现,随季节变化不大。在中纬地区 E_s 层夏季出现较多,白天和晚上出现的几率相差不大。赤道地区的 E_s 层主要在白天出现。一般认为 E_s 层可能是由太阳微粒流或流星流侵入 E 层区域所造成。

电离层不均匀体

ionospheric irregularities

实验表明,在正常的背景电子浓度之上,还“嵌”着(或“飘浮”着)尺度不等的电离“云块”,它们的电离度不同于背景电离度,这种“云块”状结构,称为电离层不均匀体,或称电离层不均匀结构。

由于电离层不均匀体及不均匀体的运动,从电离层返回的无线电波信号其振幅和相位一般将随空间和时间作随机变化,因此从电离层返回的无线电波,呈现统计特性。不均匀体还能成为频率较高的电波的散射源。

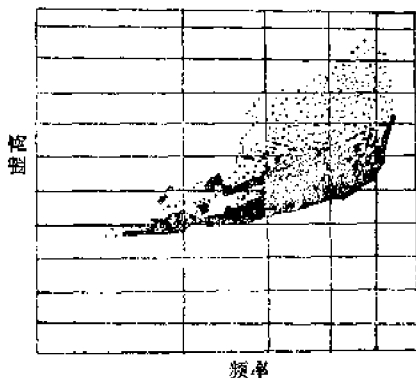
产生不均匀体的机理还不很明确。例如

电离层内各种尺度的湍流运动,以及流星余迹等,可以是形成不均匀体的原因。

扩展F回波

spread F echoes

在F层内,有沿磁力线排列的各种尺度的电子浓度不均匀体,这使在电离图上回波描迹呈扩展状(见图)。射电源及卫星信号的



扩展F层

闪烁现象(振幅及相位随时间的随机变化)与扩展F有密切的相关性。扩展F回波在高磁纬区(大于 $\pm 60^\circ$ 地磁纬度)和磁赤道附近(小于 $\pm 20^\circ$ 地磁纬度)出现很频繁。但在低磁纬区的出现率夏季大于冬季,与太阳活动及磁扰的相关性是负的;而在高磁纬区的出现率却是冬季大于夏季,与太阳活动的相关性是正的。在中磁纬区扩展F回波出现不多,大都出现在太阳活动低年冬季磁扰的夜晚。

等离子体频率

plasma frequency

部分或全部电离了的气态物质,其中正的和负的电荷大致相等,称为等离子体,电离层、火箭喷焰都是等离子体。

在电离层等离子体中,起主要作用的是自由电子,以 N 表示电子浓度(个/米³), m 表示电子质量(千克), e 表示电子电荷(库伦),那么等离子体频率 f_N (赫)满足下式:

$$f_N^2 = \frac{Ne^2}{4\pi^2 m \epsilon_0}$$

式中 ϵ_0 为自由空间介电常数。将数值代入上

式,得出 $f_N^2 = 80.6N$ 。

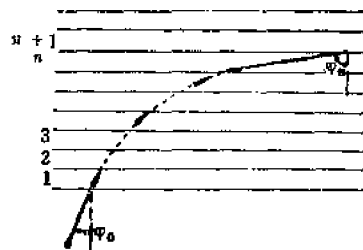
电离层折射

ionospheric refraction

电离层的电子浓度是由下而上增到某一极大值,然后随高度增加而减小。在一定范围内我们可以把电离层看成是由许多很薄的平面层所组成,在每一薄层内电子浓度为恒定值,于是电子浓度极大值的高度以下,愈高的薄层电子浓度愈大。在不计地磁场影响和碰撞时,电离层折射指数 n 为

$$n = \sqrt{1 - \frac{80.6N}{f^2}}$$

式中, N 为电子浓度(个/米³), f 为电波频率(赫)。于是对于频率一定的电波,愈高的薄层折射指数愈小。如图所示,假设频率为 f



电离层折射

的射线从没有电离的空气中以入射角 φ_0 投射到最低的薄层上,把折射定律应用到每一分界面,可得出:

$$1 \cdot \sin \varphi_0 = n_1 \sin \varphi_1 = n_2 \sin \varphi_2 \\ = \dots = n_n \sin \varphi_n$$

式中 n_1, n_2, \dots, n_n 分别为第一薄层,第二薄层, ..., 第 n 薄层的折射指数, $\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_n$ 分别为第一薄层,第二薄层, ..., 第 n 薄层的入射角。由此可见,随高度增加, n 变小, φ 就变大,即射线与分界面法线的夹角愈来愈大,也即射线愈来愈趋于水平方向,这就是射线在电离层中的折射。

电离层反射

ionospheric reflection

根据电离层折射可知,在某一层例如第 n 薄层内,入射角 φ_n 可任意地接近于 90° ,

在折射定律中令 $\varphi_n \simeq 90^\circ$, 可得:

$$\sin \varphi_0 = n_n,$$

式中 φ_0 是射线在电离层下边界的入射角, n_n 是反射点的折射指数。上式便是在第 n 层内射线接近于水平的条件。

射线在轨道顶点上能被反射回转的条件, 在于发生全内反射。只要射线近于水平的点不在电子浓度极大值的地方, 上面第 $n+1$ 层的折射指数, 便会小于第 n 层的折射指数, 便会发生全内反射。因此 $\sin \varphi_0 = n_n$ 便是射线反射的条件 (在电子浓度极大值处例外)。把电离层折射指数代入时, 便得频率为 f 入射角为 φ_0 的射线的反射条件为:

$$\sin \varphi_0 = \sqrt{1 - \frac{80.6N}{f^2}}$$

但要射线折回地球, 还应有射线轨道顶点上的曲率半径小于反射点到地心的距离的条件, 而它几乎总是自动满足的。

如果在电子浓度极大值处射线还不能达到水平方向, 射线便会穿过电离层而不发生全内反射。

对于垂直入射的射线, 因为 $\varphi_0 = 0$, 反射条件变为 $1 - \frac{80.6N}{f^2} = 0$ 即反射点 $n = 0$, 从已知的频率便可求出反射点的电子浓度。电离层垂直探测便应用了这一原理。如果在电子浓度最大值 N_m 处仍不满足此条件, 即 $f^2 > 80.6 N_m$, 则电波将垂直穿过电离层而不发生全内反射。

天波

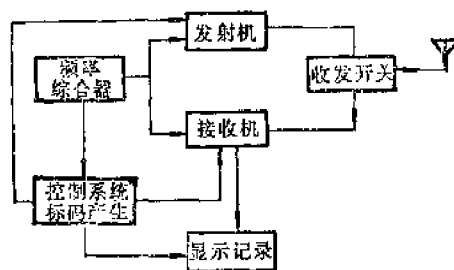
sky wave

它是指受到高空电离层反射, 或散射后回到地球表面的无线电波, 又称电离层波。长波、中波、短波及超短波低端无线电波均可用天波方式传播。由于电离层经常变化, 天波传播不够稳定, 但传播距离较远。

垂直探测

vertical sounding

它通常是指用地面电离层垂直探测仪, 垂直投射电波到电离层进行探测的方法。垂直探测仪又称测高仪, 它通常是由发射机、接收机、天线、频率综合器、显示记录器、电子同步控制器和标码产生器等部分组成, 如图所示。它的典型记录叫做垂直探测电离图, 又叫频高图。



垂直探测仪方框图

垂直探测仪只要有足够宽的探测频率 (约 0.25~30 兆赫) 范围, 便可以研究较低的 D 层到 F_2 层最大电子浓度之间的几乎全部的电子分布, 它是研究广泛高度范围电子浓度时间变化的常规办法。近年来, 有些垂直探测仪采用了脉冲编码压缩技术、连续波或数字化信息输出等, 因而获得了改进。

但这种探测方法的局限是: (1) 难于详细探测 D 层的电离情况; (2) 难于获得 E 层和 F 层之间“谷区”(电子浓度较 E 层电子浓度更低的区域)的信息, 这区域为其他电离区所遮盖, 可以从 F 层反射的非常波和寻常波所受不同影响来间接研究; (3) 不能研究 F 层最大电子浓度以上的电离层。对这区域的研究需用“顶外探测”或其他方法。

虚高

virtual height

在垂直电离层探测中, 可以测出接收脉冲相对于发射脉冲迟后的时间为 τ , τ 便是脉冲从地面到反射点, 再从反射点回到地面所需的时间。假设脉冲是以自由空间光速走完对流层与电离层中的全部路程, 则可以算

出反射点的高度为

$$h' = \frac{c\tau}{2}$$

式中, c 为自由空间光速, 等于 3×10^8 米/秒。

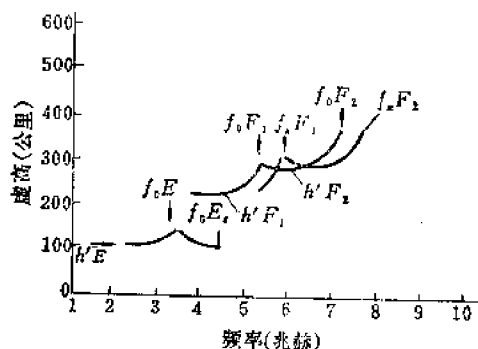
但事实上, 脉冲在电离层中是以群速度传播的, 而群速度小于自由空间光速, 所以上面算出的 h' 不是反射点的真实高度, 故称为虚高, 也称为等效高度。反射点的虚高总是大于真高的。

垂直探测电离图

vertical ionogram

它又称频高图, 它是电离层垂直探测仪的典型记录, 它表示电离层虚高与探测频率的依赖关系, 如图所示。在临界频率附近虚高很大的原因如下: 一般在反射点附近较短的高度范围内, 折射指数 n 很小, 群速 v_g 很小, 故在这段较短的范围内时延很大。当反射发生于电子浓度极大值附近时, 因该处电子浓度随高度变化缓慢, 故在一段比较长的范围内群速很小时延很大。由于磁离子分裂, 寻常波和非常波的反射条件不同, 它们各有自己的频高曲线, 非常波的临界频率比寻常波的临界频率, 高磁旋频率值的一半。

为了得到电子浓度随真高的分布, 可以从探测频率直接求出反射点的电子浓度, 但是虚高要转换为真实高度。现在已有多种换算方法。



垂直探测电离图

图中, f_oF_2 表示 F_2 层寻常波的临界频率。通常, f 的右下角称“o”与“x”分

别表示寻常波和非常波, 而英文大写字母表示各相应的层。 $h'F_2$ 表示 F_2 层最小虚高, 它指该层回波描述平坦处的虚高。

临界频率

critical frequency

能被电离层各层反射的垂直入射电波的最大频率, 称为该层的临界频率。它与该层的最大电子浓度 N_{\max} 有下列关系

$$f = \sqrt{80.6 N_{\max}}$$

其中临界频率 f 的单位为赫, 电子浓度 N 的单位为 $\text{个}/\text{米}^3$ 。 F_2 层的临界频率也是整个电离层的临界频率。

磁旋频率

gyro-frequency

电离层实际上是处在地球磁场的作用之中, 电离层中运动的电子, 便会受到地磁场的作用力。地磁场作用力的方向, 与电子速度和地磁场的方向都互相垂直。

如果电子速度没有沿地磁场的分量, 那么地磁场作用力迫使电子沿围绕磁力线的圆周, 以磁旋频率 f_H 作圆周运动, 其关系式为

$$f_H = \frac{e\mu_0 H}{2\pi m}$$

式中 e 为电子电荷量, m 为电子质量, H 为地磁场强度, μ_0 为自由空间磁导率。对于中纬地区电离层, f_H 约为 1.4 兆赫。如果电子运动还有沿地磁场方向的速度分量, 电子将作螺旋运动。磁旋频率处于电离层所反射电波的频率范围之内, 故在电离层电波传播中起重要作用。

碰撞频率

collision frequency

电离层中的电子, 在其运动过程中, 时时与中性分子或离子碰撞, 每秒钟内发生的碰撞次数, 称为碰撞频率, 以 ν (1/秒) 表示。碰撞是电波能量被吸收的原因。

ν 的数量级在 D 层约为 $10^4 \sim 10^5$ (1/秒), 在 E 层约为 10^3 (1/秒), 在 F 层约为 10^2

(1/秒)。

各向异性电离层

anisotropic ionosphere

如果介质中每一点的物理性质(如力学的、光学的或电磁的性质等)依赖于方向,则此介质称为各向异性介质。

如果介质的物理性质不依赖于方向,则此介质称为各向同性介质。

处于地磁场作用下的电离层,是一种各向异性介质。忽略地磁影响的电离层,是一种各向同性介质。

电离层中电子的运动,不仅受电波电场强度 \vec{E} 的作用力,还受地磁场的作用力,后者的方向垂直于电子的速度。当 \vec{E} 只有 E_x 分量时,电子运动就不仅有沿 x 方向的分量(如无地磁场,则只有沿 \vec{E} 方向的运动),而且会有沿 y 和 z 方向的分量。这时电离层中电位移矢量 \vec{D}_1 的三个分量,可以表示为:

$$D_{x1} = \epsilon_{xx} E_x, D_{y1} = \epsilon_{yx} E_x, D_{z1} = \epsilon_{zx} E_x,$$

当 \vec{E} 只有 E_y 时,电位移矢量 \vec{D}_2 的三个分量,可以表示为:

$$D_{x2} = \epsilon_{xy} E_y, D_{y2} = \epsilon_{yy} E_y, D_{z2} = \epsilon_{zy} E_y,$$

对于 \vec{E} 只有 E_z 分量时,也可得出相似的关系。式中 $\epsilon_{xx} \cdots \epsilon_{zy}$ 等,是相应的介电系数,它们数值各不相同。因此 \vec{E} 沿 x 方向作用时得到的 \vec{D}_1 ,与 \vec{E} 沿 y 方向作用时得到的 \vec{D}_2 ,二者方向与大小都不相同,这就表现出了各向异性。通常 \vec{D} 矢量与 \vec{E} 矢量之间,要以介电系数 ϵ 张量来联系。

ϵ 为张量,是电离层中电波出现磁离子分裂的物理原因。

磁离子分裂

magneto-ionic splitting

在地磁场的作用下,电离层成为各向异性介质,这种情况下在电离层中传播的无线电波,一般分裂为两个波,即寻常波(其下角标通常以“o”表示)和非常波(其下角标通常以“x”表示)这种现象称为磁离子分

裂。寻常波和非常波各有不同的椭圆极化,每一波的极化椭圆,在传播过程中保持不变。它们各有不同的折射指数和吸收指数,因而各有不同的相速度,举一特例,如果电波传播方向沿着 z 轴,地磁场 H 沿着 y 轴,这时寻常波是沿 y 轴的线极化波,地磁场对这个波引起的电子运动没有影响,因此这时寻常波的折射指数与没有地磁场时一样。这种情况下沿 z 轴传播的非常波,是在 xz 平面的椭圆极化波,它具有另一不同于寻常波的折射指数。

因为相对于地磁场说来电波传播的方向不同,寻常波和非常波的情况也不同,所以地磁影响下的电离层表现出各向异性。

因为寻常波和非常波各有一个折射指数,故此现象称为双折射效应。相应地在地磁场影响下的电离层,称为双折射介质。

寻常波

ordinary wave

见“磁离子分裂”。

非常波

extraordinary wave

见“磁离子分裂”。

磁离子介质中的折射指数公式

refractive index formula in the magneto-ionic medium

考虑地磁场的作用,电波在电离层中传播就会发生磁离子分裂,这时寻常波和非常波的折射指数有下式关系

$$n_{o,x}^2 = 1$$

$$= \frac{2X(1-X-iz)}{2(1-iz)(1-X-iz) - Y_L^2 \pm \sqrt{Y_T^4 + 4Y_L^2(1-X-iz)}}$$

它就是磁离子介质中的折射指数公式。式中

$$X = \frac{\omega_N^2}{\omega^2}, \quad Y_L = \frac{\omega_H}{\omega} \sin \theta,$$

$$Y_T = \frac{\omega_H}{\omega} \cos \theta, \quad Z = \frac{v}{\omega},$$

而 ω_N 为等离子体的角频率, ω 为电波角频

率, ω_H 为磁旋角频率, ν 为碰撞频率, θ 为电波传播方向与地磁场方向的夹角。上式中取寻常 (o) 波取正号, 对非常 (x) 波取负号。研究电波在有吸收的计入地磁场影响的电离层中传播时, 要利用上面的折射指数公式。

阿普尔顿-哈特里公式

Appleton-Hartree formula

即“磁离子介质中的折射指数公式”。

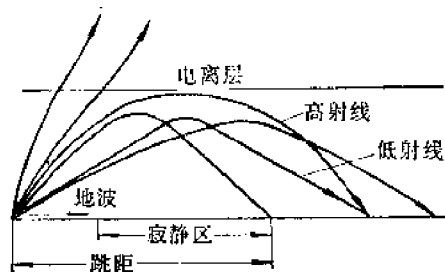
跳越距离

skip distance

当电波频率大于电离层临界频率, 入射角 φ 大于一定角度时, 电波仍可经电离层反射而折回地面, 入射角越大, 射线穿入电离层越浅而反射到越远距离。入射角越小, 射线穿入电离层越深, 反射到达地面的距离越小, 当入射角减小到致使电离层电子浓度最大处也不能满足反射条件, 即:

$$\sin \varphi < n \quad \left(n = \sqrt{1 - 80.6 \frac{N_m}{f^2}} \right) \text{ 时}$$

电波将穿透电离层而不折回地面。当一定频率的电波入射角减小到某一个值时, 电波折回地面处到发射点的距离达到最小值, 这最小距离称为跳越距离 (或跳距)。在跳距内收不到天波信号。对一定的电离层, 电波频率不同, 跳距也不同, 对一定频率的电波, 不同的时间 (由于电离层的变化) 跳距也不同。



跳越距离

寂静区

quiescent region

短波无线电通信或广播中, 天波不能到达跳距以内的地点, 而短波的地面波随距离的增加而衰减很快, 故地波不能到达离发射点较远的地点, 因此, 跳距内存在着地波和天波均不能到达的区域, 这区域称为寂静区。通常寂静区是围绕着发射点的一个环形区域, 环形区域的内径是能收到该频率地波的最大距离, 环形区域的外径是该频率电波的跳距, 在这个区域外可以收到信号, 而环形区域内收不到信号。

正割定律

secant law

在忽略地磁和碰撞影响并设电离层为平面层时, 若在某一定距离的传播路径上, 频率为 f' 的斜入射波与频率为 f_v 的垂直入射波在同一真高 (实高) 反射, 则这两个波的频率有下述关系

$$f' = f_v \sec \varphi_0$$

式中 φ_0 为斜入射波束在电离层底与法线所构成的入射角, 这个关系叫做正割定律。

当考虑到电离层的弯曲时, 正割定律写为:

$$f' = K f_v \sec \varphi_0$$

式中 K 为修正系数, 也可注明“修正”字样, 写为

$$f' = f_v \sec \varphi_0 \text{ (修正)}$$

当地面距离由 0 公里增大到 4000 公里时, 相应的 K 值由 1 增大到 1.2。

等效定理

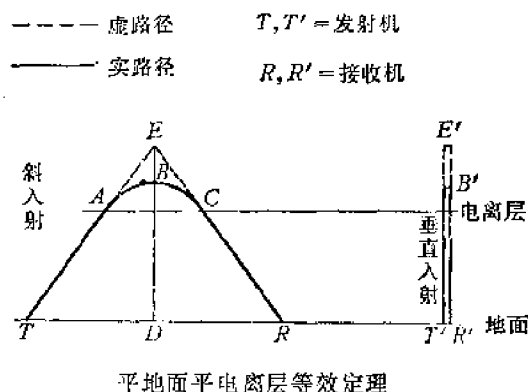
equivalent theorem

在电离层电波传播中, 为了将垂直探测电离层所得的数据应用到斜投射通信路径上, 需要建立起垂直投射与斜投射之间的关系。而正割定律和等效定理就是说明这些关系的。

等效定理包括两个定理:

(1) 等效时间定理, 它说明: 以群速经过实际传播路径TABCR (见图示) 所需的时间等于以光速通过等效三角形路径TER所需的时间。

(2) 等效路径定理, 它指出: 假如 f_v 和 f' 是从同一真高 ($DB = T'B'$) 反射的垂直入射波和斜入射波的频率, 则频率 f_v 所到达的虚高 $T'E'$ 等于等效三角形 TER 的高度 ED (见图示)。



有了等效定理和正割定律, 就可以把垂直探测电离层数据换算到斜投射路径上去。

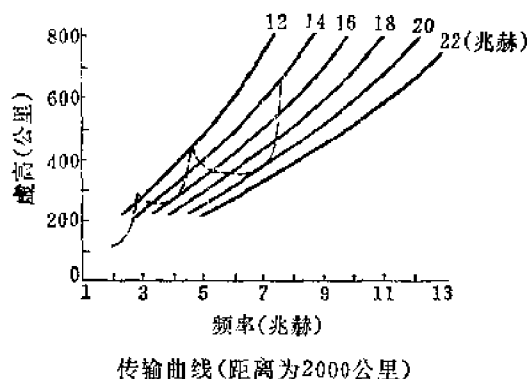
传输曲线

transmission curve

由等效定理和正割定律, 可以求得入射角 φ , 斜投射频率 f_{ob} , 通信距离 D 与垂直入射频率 f_v 和虚高 h' 有如下关系

$$f_{ob} = f_v \sec \varphi = f_v \sqrt{1 - \left(\frac{D}{2h'}\right)^2}$$

在上式中, 对一定的距离 D , 以斜投射频率 f_{ob} 作参数, 就可以求出 h' 随 f_v 变化的曲线, 称为传输曲线, 如图所示。这一曲线族表示斜投射的虚高 h' 与有同一实高的垂直投射波的频率 f_v 的关系。垂直探测电离图是实测的电离层的垂直投射波虚高 h' 与垂直投射频率 f_v 的关系。如将传输曲线与垂直探测电离图绘在同一图纸上, 则二组曲线有交点, 这些交点能满足有同一真高也有同一虚高的条件。因此相应的这些交点的 h' 和



f_v 代表实际电离层中的传播的情况, 若频高曲线与传输曲线族其中一根曲线相切, 则此曲线所代表的频率就是给定距离 D 下该层的最高可用频率。对于图示的电离层, 2000 公里的最高可用频率为 20 兆赫。

此外, 根据上述公式, 可作出一定频率下以距离为参数的传输曲线族, 还可作出以距离为参数的表示 h' 和 $\log \sec \varphi$ 关系的传输曲线。通常把后者对应于 3000 公里的曲线称为“3000 公里标准传输曲线”。

对于弯曲的地面和电离层, 要对上述曲线加以修正。

三千公里最高可用频率因子

MUF (3000) factor

利用三千公里标准传输曲线或三千公里的以频率为参数的传输曲线族, 并结合垂直探测电离图, 可以求得三千公里最高可用频率, 表为 MUF (3000), 三千公里最高可用频率因子 $M(3000)$ 即是 MUF (3000) 与临界频率 f_o 之比, 即:

$$M(3000) = \text{MUF}(3000) / f_o$$

它不仅是斜向传播中的一个重要参数, 也是电离层研究中的一个重要参数。

短波传播模式

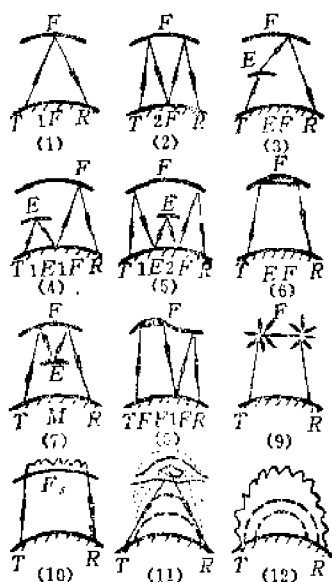
transmission mode of short wave

短波传播模式通常是指短波传播的路径。短波的传播模式是多种多样的, 最常见的模式如图所示。图中后四种是横跨赤道传播特有的模式, 其中 (9) 是 F 层散射传播

模式, (10) 是扩展 F 层产生的场致排列的不均匀体传播模式, (11) 是沿磁力线形成的不均匀体传播模式, (12) 是在高于电离层的外层空间的传播模式。此外还有 $2F$ 模式中的地反射点不在大圆路径上的“侧向散射”(side scatter) 模式。

不同传播距离可能有不同的模式, 而相同的传播距离也可能有多种传播模式存在, 即使是同一电路在同一时间也会因工作频率不同而有不同的传播模式。下表列出不同距离的可能的传播模式, 由此可见, 在指定传播距离时的场强计算中, 必须确定存在的传播模式并找出对场强贡献较大的主要传播模式。

传播距离(公里)	可能模式
0~2000	$1F, 1F, 2E$
2000~4000	$2E, 1F, 2F, 1F1E$
4000~6000	$3E, 4E, 2F, 3F, 4F, 1E1F, 2E1F$
6000~8000	$4E, 2F, 3F, 4F, 1E2F, 2E2F$
8000~10000	$4E, 3F, 4F, 5F, 1E2F, 2E2F$



短波传播模式类型

最高可用频率

maximum usable frequency (MUF)

在给定时间, 给定短波通信路径上, 电离层可能传输的最高频率, 称为最高可用频

率, 如工作频率大于最高可用频率, 电波将不能返回到指定的接收点。通常人们又把它分为三种:

(1) 经典最高可用频率

在一定时间, 一定短波通信电路上, 仅由电离层将电波折射、反射到接收点所允许的最高频率, 称为经典最高可用频率。它仅决定于电离层的电子浓度分布和传播的地面距离, 而与设备的功率及灵敏度无关。实际上它就是高角波与低角波同时到达接收点的聚合频率(见“斜向探测电离图”)。

(2) 工作最高可用频率

在一定设备条件下, 一定时间一定通信路径上, 可以较好地进行工作的最高频率, 叫工作最高可用频率。因电波不仅可经电离层折射、反射到达接收点, 电波还可在电离层不均匀体上散射到达接收点, 散射可在较高的频率上发生, 故工作最高可用频率可能高于经典最高可用频率和标准最高可用频率。接收散射波与发射机功率和接收机灵敏度有关, 故工作最高可用频率与收发设备的条件有关。

(3) 标准最高可用频率

根据垂直探测电离层的频高图, 用各种方法估算出的近似的经典最高可用频率, 叫作标准最高可用频率。通用的估算方法是标准传输曲线法。

最低可用频率

lowest usable frequency (LUF)

对于一定的发射功率, 当工作频率降低时, 常常由于电离层吸收的增加, 使得在接收机处的有用功率降低。另一方面, 由于频率降低, 噪声功率增加, 结果信号噪声比变坏, 致使通信电路的可靠性降低。当频率低到通信电路的可靠性降到所允许的最低界限时, 这个最低的频率叫做“最低可用频率”。最低可用频率依赖于发射机的功率、天线增益、天波路径损耗、接收点的噪声电平以及

通信种类业务等级等。如果要求电路多径传播的时延差不大于某个指定值,则确定最低可用频率时还应考虑“多径缩减因子”。

最佳工作频率

optimum working frequency (OWF)

它又称为最佳传输频率。在 F_2 层通信电路设计中,总是希望用尽可能高的工作频率,以减少电离层对电波的吸收。但是计算最高可用频率所依据的“月频率预测”,是预测的电离层参数的月平均情况,即是以电离层参数的月中值为基础。如果直接用最高可用频率作为工作频率,则一个月中仅有50%的概率天波可由电离层反射到达指定接收点。因此不能使工作频率等于最高可用频率,以免由于电离层的逐日变化,天波的跳距超过了指定的接收距离。一般将最高可用频率的月中值乘以0.85作为“最佳工作频率”,这里的“最佳”频率,并不是信号最强或色散最小的频率,而只是从统计上说,采用最佳工作频率时,在一个月内天波有90%的概率能达到指定的接收点。

但测量表明,最佳工作频率并不恒等于最高可用频率的0.85倍,而是随地理纬度、太阳活动性和季节的不同而改变。

最佳传输频率

frequency of optimum traffic (FOT)

即“最佳工作频率”。

工作频率

operating frequency

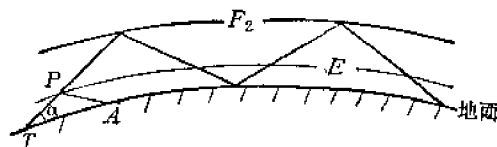
在短波通信电路中,所用的频率既不能高过一定的界限,又不能低于一定的界限,为了工作方便在一昼夜中,选用频率尽可能少,因此一般仅选两个或三个频率作为该电路的工作频率。选定白天适用的频率称为“日频”;夜间适用的频率称为“夜频”。通常计算出最高可用频率和最佳工作频率,在远距离通信时,还要计算出最低可用频率(LUF)作为参考。选择的工作频率应略低

于最佳工作频率,但不应低于最低可用频率。

E层截止频率

E-layer cutoff frequency

当利用 F_2 层传播时,电波需要穿过路径上的E层各点,如图所示。如果电波在E



等跳距 F_2 层传输路径

层的P点产生全内反射,则电波由P点返回到地面的A点,于是构成地面距离为TA的E层一跳。在TPA路径上,电波频率减小到刚不能穿透E层P点的最高频率叫做E层截止频率。实际上,E层截止频率等于距离为TA时E层的最高可用频率TA由发射角 α 所决定。

当研究电波传输模式时有用到“E层穿透频率”,它是在TPA路径上电波频率增大到刚好穿透E层中P点的频率,所以“E层穿透频率”近似地等于距离为TA的E层的最高可用频率。

多径效应

multipath effect

实际的无线电波传播信道,一般均有多条时延不同的传输路径,这现象称为多径效应。多径效应会引起多条射线的干涉,因为各条路径的电长度会随时间变化,参与干涉的各分量场之间的相位关系也就随时间而变化,由此引起合成波场的随机变化。称为多径衰落或干涉性衰落,它通常在几秒或分之一秒以内显现出来,并且对于不同频率的正弦波有不同的影响(见“选择性衰落”)。

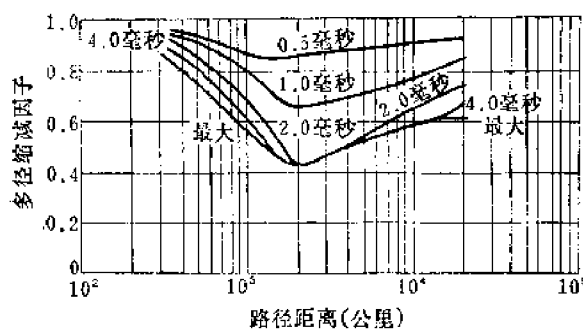
短波电离层传播有两种形式的多径:一种称分离的多径,它可由不同跳数的射线,高角和低角射线等形成,各径传播时延差较大,径的总数通常不超过四。另一种称为微分的多径,多由电离层不均匀体所引起,各

径传播时延差很小,总径数则可很大。采用波束很窄的天线和宽度极窄的脉冲,再在接收端采用分离技术往往能限制分离的多径影响,但对微分的多径则较困难。研究多径效应必须注意不同时延分量的平均传输功率(见“多径散布谱”)。并且多径效应应该结合信号形式,天线束宽来综合考虑。多径效应对于快速数字通信,雷达最佳检测等有十分严重的影响。

多径缩减因子

multipath reduction factor (MRF)

选择短波通信电路频率时,为保证电路多径传播时延差(指最大时延与最小时延的差)不大于某个规定值,就要求工作频率不低于电路最高可用频率的某个百分数,这个百分数就称为多径缩减因子。它通常表示为对不同电路距离的统计平均值。为了确定电路最低可用频率,某些条件下需要考虑多径缩减因子。如需要的时延差越小,多径缩减因子越接近于1。通常其值取0.5至0.95之间,例如在正常电离层中纬地区2500公里电路上,如需要多径散布小于500微秒应取多径缩减因子等于0.85。



多径缩减因子与路径距离的关系

短波频率预测

HF frequency prediction

短波频率预测是预测正常状态下电离层的平均参数,“频率预报”一般指预报异常状态下电离层的参数,但二者区分也不十分严格。

在无线电通信、广播中,为了设计电路、分配频率以及选择工作频率等,常须知道未来的电离层状态或频率的界限。短波频率预测就是为此而编制的。在地球物理研究及短波天线设计等方面也常用到它。

预测一般分为三种:(1)长期预测:在几个月前预测未来某月的电离层月平均状态。(2)短期预测:预测未来几天或一天的电离层状态。(3)实时预测:预测未来一、两小时的电离层状态。短期预测除预测电离层的平均状态外,大都还包括预报电离层的异常情况。

前两种预测方法主要建立在相关分析上,长期预测一般是根据电离层各个参数与太阳的某种指数,如太阳黑子数 R_{12} 或由电离层参数所导出的 IF_2 等的相关关系,然后由预测太阳指数来间接预测电离层参数。短期预测一般是根据自相关来进行预测的。实时预测主要是利用实时取得电离层的信息,以预测出电离层未来一、两小时的临近状态。

电离层吸收

ionospheric absorption

在电离层中,除了自由电子外还有中性分子和离子,它们都处在不规则的热运动中。当电波入射到电离层后,电波使自由电子作强迫振动,电子与其他粒子碰撞时,把振动能量转化为其他粒子的热运动能量,因此,电波就会有衰减,这种现象称为电离层吸收。在分析中,经常把电波通过电离层的区域,划分为非偏移区及偏移区,相应地,电离层吸收分为非偏移吸收和偏移吸收。

非偏移吸收

non-deviative absorption

非偏移区是指电离层中折射指数 n 接近于1的区域,在这区域中电波射线几乎是直线传播的,除接近反射点的区域外的其他区域可称非偏移区。 D 层和 F 层下部,电子浓度虽然较低,但存在大量中性分子和离子,

碰撞频率很高,因此,电波通过 D 区时损耗相当多的能量。同时, D 区不反射高于1兆赫频率的电波,所以这个区域的吸收,对整个短波频段都是重要的, D 区吸收对非偏移吸收有决定作用,故通常亦把 D 区吸收称为非偏移吸收。它的理论计算很复杂,需要知道电离层电子浓度和碰撞频率随高度的分布。非偏移吸收的工程计算常采用以下的半经验公式

$$L_s(\text{分贝}) = \frac{679.2 \sec i}{(f + f_H)^{1.08} + 10.2} \sum_{j=1}^n I_j$$

其中 $I_j = (1 + 0.0037R_{12})(\cos 0.881X_j)^{1.3}$,
 n 是跳数, i 为100公里高度上电波的入射角(度); f 为工作频率(兆赫); f_H 为各跳在100公里上空的磁旋频率(兆赫)的平均值; X_j 为第 j 跳电波通过两个吸收区域的太阳天顶角的平均值(度); R_{12} 是太阳黑子数的12个月的流动平均值。一般只计算白天出现的吸收。

偏移吸收

deviative absorption

偏移区是指在电离层中折射指数 n 很小的区域,这区域中电波射线弯曲,在接近电波反射点的区域就是这样。因此,在 E 层或 F 层反射区发生的吸收称为偏移吸收。虽然这些区域其他粒子较少,碰撞频率较小,但由于电波接近反射高度时,折射指数 n 很小,电波群速度大为减小,故通过电离层时总的碰撞次数增加了,因而产生了吸收。一般地说,它比非偏移吸收要小,且它的数值不与频率平方成反比。

电离层聚焦和散焦

ionospheric focusing and defocusing

如果电离层是平面的,则电波经电离层反射后到达地面的功率密度与在自由空间传播相同距离的功率密度相同。但实际上电离层的等效反射面是弯曲的。当这个面类似凹

面反射镜时,电波经电离层反射到达地面的功率密度,就比在自由空间传播的功率密度要大,这就是电离层聚焦。通常电离层可能或多或少地出现这种情况。当电离层的等效反射面类似于凸面反射镜时,电波经电离层反射到地面的功率密度比在自由空间传播的功率密度要小,这就是电离层散焦。有时电离层可能出现这种情况。

还有下列几种情况:(1)在电波照射区的跳距附近,有高角射线和低角射线互靠近,产生跳距聚焦。(2)若电离层完全是与地球同心的球形分层,在发射点的对极点(对极点与发射点的连线是通过地球中心的)附近,能够收到许多方向到达的电波射线产生对极聚焦。(3)当射线仰角接近零度时,到达接收点的能量也会增强,产生水平聚焦。后面两种聚焦通常很少能满足它们的形成条件。

电离层聚焦和散焦效应可使天波路径损耗产生5~10分贝的变化。在天波场强计算中,通常把聚焦和散焦效应,包括到额外系统损耗中统计地加以考虑。

高频天波场强

HF sky wave field strength

高频天波场强指高频无线电波通过天波路径到达接收点的电场强度。它与天波路径损耗有直接关系。工作频率为 f (兆赫)的无线电波,馈至发射天线端的功率为 P_t 分贝(1瓦为零分贝),天线在传播方向上的增益为 G_t 分贝(对均匀辐射而言),经过基本传输损耗为 L_s 分贝的天波路径,在接收点的场强(均方根值)为

$$E = 107.2 + 20 \lg f + G_t + P_t - L_s$$

单位是分贝(1微伏/米为零分贝)。若接收点场强大于接收点所需最小接收场强则可以满意接收。

接收点所需最小接收场强的数值等于通信业务等级所要求的信噪比分贝数与接收点

噪声平均场强的分贝数之和。

能使接收天线末端产生的接收场强等于或大于接收点所需最小接收场强的发射功率最小值,称为额定最小发射功率。它的数值等于接收点所需最小接收功率的分贝数与系统损耗分贝数之和。

一个通信电路的接收点天波场强、所需最小接收场强(或功率)以及额定最小发射功率,都是随频率和时间而变化的。

天波路径损耗

sky wave path loss

它是指电波通过电离层传播时,在传输路径上的基本传输损耗。天波路径损耗由四部分组成:(1)自由空间基本传输损耗(L_{sf});(2)地球表面反射损耗(L_s);(3)电离层D层吸收损耗(L_a);(4)额外系统损耗(Y_p)。这些损耗均有相应计算方法并用分贝表示,于是天波路径损耗(L_b)为

$$L_b = L_{sf} + L_s + L_a + Y_p$$

天波路径损耗是工作频率、传播模式和通信时间的函数。

额外系统损耗

excess system loss

电离层是随时空变化的色散介质,有很多因素对接收点场强产生影响。为了分析高频天波场强,国际无线电咨询委员会(CCIR)推荐的252-2号报告中,将由于自由空间扩散、电离层D层吸收和地反射这三种机理引起的损耗分别计算,而将其他原因引起的损耗总称为“额外系统损耗”。额外系统损耗统计地表明某些现象的总和损耗,诸如冬天的吸收反常, E_s 层遮蔽、扩散F层的多径现象、偏离大圆电路的传播、跳距和水平聚焦、电离层高度和厚度的日变化、极化匹配损耗等等。它是由大量电路实测的天波路径损耗数据,扣出已指明的三种损耗后而得的。在该报告中,它以场强或传输损耗的一个月的给定小时的小时中值,作为地磁纬度、季节、

本地时间和电路长度的函数列表给出,表中还可以查得16%和84%时间概率下损耗对中值的偏差。中纬地区,对84%时间概率的额外系统损耗数值约为15~18分贝。

业务等级

grade of service

它是不同通信种类的通信质量指标,通常反映了短时间内(往往取一小时,也可取几分钟至一小时以上)通信的可靠程度,在这段时间内,信噪比的统计值可以认为是稳定的。业务等级通常根据通信类型而定。业务等级可以表示为:通信没有错误(或错码)的百分比;或者通信欲达到的可懂度;或者使观测者满意的百分数。而最通常表示为对指定通信种类所要求的信噪比的分贝数。例如,短波调幅电话(A_3),业务种类是双边带、接收带宽为6千赫,好的商用质量,则要求它的信噪比为35分贝。

时间利用率

time availability

它指通信电路能达到或超过规定的业务等级的时间与总通信时间之比,通常表示为一个时间百分数。而考察的总通信时间可以是整个太阳黑子活动周期、某一年、某一特殊季节或月分,或者是规定的较长期间的一天某几小时。

服务概率

service probability

它用于统计地描述无线电通信电路预期的系统性能。它是指一个无线电通信电路,一个月中,在指定的某小时和某频率上工作,在规定的的时间百分比内,达到规定的(包括更好的)业务等级的概率。例如,某天波电路,五月份十点钟用12兆赫频率工作,对85%的时间,它达到规定的业务等级的概率为70%,则70%就称为服务概率。对天波通信电路,在预测系统性能时,服务概率综合统计了天波路径存在概率以及其他所有参

数的不可靠性。

电路可靠度

circuit reliability

它用于统计地描述无线电通信电路预期的系统性能。它是指一个无线电通信电路, 一个月中, 在指定的某小时和某频率上, 电路将达到规定的(或更好的)业务等级的天数与该月总天数之比, 通常表为天数的百分比。对于天波通信电路, 它依赖于接收信号的信噪比和天波路径存在的天数。因此, 估算某一电路的可靠度时, 需要计算一个月中在指定时间和指定频率可以传播的概率, 并从接收点信号功率、噪声功率的中值和标准偏差, 计算信噪比的分布, 从而确定接收信噪比达到或超过通信种类所要求的信噪比的概率。这两个概率之乘积就等于电路可靠度。

斜向探测

oblique incidence sounding

这是指把无线电波倾斜投射到电离层的一种探测方法。斜向探测就其发射信号的形式可分脉冲波斜向探测和连续波斜向探测两大类。脉冲波斜向探测有四种方法: (1)变频脉冲斜向探测(见“变频脉冲斜向探测”)。(2)高频返回斜测(见“天波后向散射”和“返回斜向探测”)。(3)极光雷达探测无线电极光; 主要是研究E层和F层沿磁场排列的电离不均匀体(场致电离柱), 但由于雷达回波只能从雷达波束与地球磁力线几乎正交的那些有限地区内才能接收, 因而受到很大的局限。(4)流星雷达探测流星余迹及其运动; 主要研究大气风及湍流、电子及离子的扩散和流星本身等, 这方法有反射点高度难于测定的困难。连续波斜向探测有三种方法: (1)高频多卜勒技术; 研究电离层垂直运动及短期电离变化引起的多卜勒频移。它也是研究太阳紫外辐射的一种重要的辅助手段。(2)甚高频前向散射探测; 主要研究低电离层的状况。(3)双站系统探测无

线电极光, 它与极光雷达不同仅在于收发相距几百公里, 但它只能提供无线电极光的定性数据。

变频脉冲斜向探测

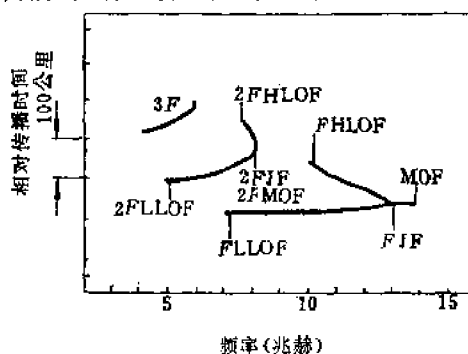
variable-frequency pulse oblique incidence sounding

这种探测方法是将电波倾斜投射到电离层, 信号形式是脉冲振幅调制, 载频可以是跳跃变化也可以是连续变化。它是由垂直探测发展起来的, 它的技术关键是使相距很远的接收机与变频发射机同步工作。这种探测设备的频率范围通常为2~64兆赫(脉冲功率为30~100千瓦, 脉冲重复频率为20~100赫, 脉冲宽度为50~100微秒)。它主要记录接收信号的相对群时延(相对传播时间)与频率的关系, 通常这种记录称为斜向探测电离图。它主要是研究不同时间不同频率的传播模式, 以实时确定特定电路上可能传播的频率范围及多径的影响。还可以指出不同频率的相对接收场强及信噪比。因此, 这种方法多用于控制通信电路。此外, 还可用于研究电路中点的电子浓度随高度的分布。

斜向探测电离图

oblique ionogram

它是高频变频脉冲斜向探测的典型记录。图中显示了接收信号相对群时延(即相对传播时间)与频率的关系, 如图所示。图



斜向探测电离图

中, MOF 称为最高观测频率, 它是一定路径上斜向探测电离图上所观测到的最高的频

率。在 MOF 前常冠以传播模式符号, 如 $2F$ MOF 是两跳 F 层传播模式的最高观测频率。在无散射波时, 它就等于聚合频率 (JF)。

JF 称为聚合频率, 在低于经典最高可用频率的频率工作时, 高角射线和低角射线都能到达接收点, 只是二者时延不同。随着频率增高, 两条射线的反射高度逐渐接近。当频率增到经典 MUF 时, 则两射线的路径合并为一条, 故高角射线和低角射线同时到达接收点, 这时的频率称为聚合频率。也就是“经典 MUF”。对不同传播模式, JF 前也常冠以模式符号说明。

LOF 称最低观测频率, 它是一定路径上的斜向探测电离图上所观测到的最低频率。常能同时观测到的高角波和低角波的最低观测频率分别记为 HLOF 和 LLOF。对不同传播模式, 它们前面也常冠以模式符号说明。

聚合频率

junction frequency (JF)

见“斜向探测电离图”。

最高观测频率

maximum observed frequency (MOF)

见“斜向探测电离图”。

最低观测频率

lowest observed frequency (LOF)

见“斜向探测电离图”。

返回斜向探测

oblique backscatter sounding

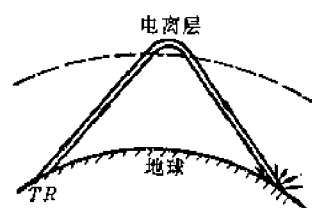
返回斜向探测又称天波后向散射探测, 它是利用天波后向散射研究电波传播过程, 研究台站周围几千公里范围地面及其上空电离层物理特性的一种探测手段。它的探测设备是收发放在一起的短波脉冲雷达 (其频率范围是 $6\sim 64$ 兆赫, 脉冲功率是几十千瓦, 脉冲宽度是几百微秒至 2 毫秒, 脉冲重复频率是几十赫) 并配有可转动的或固定方位的

斜射天线。它主要是测量返回散射回波的幅度、等效距离、频率、时间之间的相互关系。它的记录方式大致有四种: 最常见的是记录等效距离与频率关系的返回斜向探测电离图; 还有记录等效距离与方位关系的平面位置指示图; 记录幅度与等效距离关系的“A”型图; 记录等效距离与时间关系的慢记录。这种探测方法可以确定指定频率的跳距, 确定指定电路的最高可用频率, 它已应用于选择短波通信频率及监视短波广播覆盖区。此外, 这种探测方法可以监测远方上层大气的宏观状态和海洋状态。

天波后向散射

sky wave backscatter

它又称地面后向散射或高频返回散射。它是本世纪四十年代发现的一种电波传播现象。当发射机 (T) 发射的电波倾斜入射到电离层, 由电离层将电波反射到地球表面, 因为地球表面的不平坦特性和电气不均匀特性, 对短波有较强的散射作用, 因而有一小部分电波能量按原来入射的路径 (也可以不按原来的路径), 经电离层再次反射返回到发射点而被接收机 (R) 收到。这样的传播过程称为天波后向散射, 其路径如图所示。它的应用见“返回斜向探测”和“超地平雷达”。



天波后向散射示意图

高频返回散射

HF backscatter

即“天波后向散射”。

电离层散射

ionospheric scattering

当电磁波照射到电离层不均匀体时, 这些不均匀体被极化, 因而会发生二次辐射, 于是在各个不同方向上, 就有幅度与相位随机起伏的电磁波, 这种现象称为电离层散射。通常可分为前向散射和后向散射, 例如接收射电源和人造卫星信号时的闪烁现象, 属于前向散射; 而由电子浓度不均匀体引起的雷达回波, 属于后向散射。

电离层散射可以提供一种通信体制, 它也可用于探测电离层。

人造扩展 F 层

artificial spread F

利用兆瓦级的短波发射机, 垂直向上发射电波, 将 F 层加热, F 层中将产生沿地磁场排列的不均匀体。因而在附近测得的垂直探测电离图上, F 层的描迹将发生扩展, 其特征与自然存在的扩展 F 层极为相近。这种现象称为人造扩展 F 层。它可能提供一种非常优越的通信体制, 工作频段为 30 兆赫至几百兆赫以上, 可以通电话、电报和传真。单跳距离可达数千公里。

电离层骚扰

ionospheric disturbance

当太阳面上局部地区发生扰动 (如出现谱斑或耀斑 (见“活动太阳”)) 时, 除发出大量电磁辐射外, 还喷射出大量带电微粒流。当微粒流与高层大气发生相互作用时, 正常的电离层状态遭到破坏。这种电离层状态的异常变化, 称为电离层骚扰, 或称电离层暴。这种情况在 F_2 层表现最为明显, 有时出现 F_2 层临界频率急剧下降, 称为负相骚扰; 有时出现临界频率升高, 称为正相骚扰; 有时既有下降又有升高, 称为双相骚扰。通常在发生正相和双相骚扰时, 电离层状态的变动都没有负相骚扰时的变动大, 也没有负相骚扰出现那样频繁。所以, 影响短波通信的主要是负相骚扰。当负相骚扰出现时, F_2 层实际临界频率大大低于预测数值, 通信电路上

所用的工作频率则会偏高, 因而影响正常通信, 有时甚至使通信中断, 其持续时间可从几小时至几天之久。电离层骚扰常常伴随着磁暴和极光现象的发生, 这是由于它们产生的机理基本上是一致的。为了克服电离层骚扰对通信的影响, 不少国家设有骚扰预报台站, 定期预报骚扰出现时间, 骚扰程度和应采取的措施等。

电离层暴

ionospheric storm

即“电离层骚扰”。

极冠吸收

polar cap absorption (PCA)

在太阳强烈的耀斑爆发时, 由太阳喷射出来的高能 (约 10~100 兆电子伏) 的质子流侵入地球磁极地区上空, 致使极冠地区 (磁纬 64° 以上) 的电离层低层 (高度约 58~90 公里) 的电离强烈增大, 因而通过极冠地区电离层的无线电波受到强烈地吸收, 常使通信中断, 这就是极冠吸收。极冠吸收发生在强耀斑出现后几十分钟至几十小时, 由迟后时间长短又可分“急始”型和“缓始”型。它与极光和磁扰无关, 且发生于磁暴之前。极冠吸收的持续时间平均约为 3~4 天, 并在白天达到最大值。它在太阳活动峰年出现较频繁, 通常发生在春秋季节, 冬季甚少见, 但夏季发生的吸收更严重。

极光带吸收

auroral absorption (AA)

来自太阳局部扰动区的 10~100 千电子伏的电子流, 进入极区上空, 使极光带或者较其略宽的环带 (宽约 6°~15°) 内低电离层的电离增加, 由于低电离层中碰撞频率很高, 通过此区域的电波遭受到强烈的吸收, 甚至完全接收不到信号, 这种现象称为极光带吸收。它与地磁活动及极光现象有关。它早上出现的概率最大, 傍晚最小。它出现最频繁年份要比 11 年太阳黑子周期的峰年迟

后 2~3 年。

极光带吸收能使通过吸收区的短波信道中断数分钟至 2~3 小时。

电离层突然骚扰

sudden ionospheric disturbance (SID)

当太阳面上色球层发生耀斑时,常常发出大量强烈的 α 射线,以光速到达地球(时间约为 8 分 18 秒)。这种 α 射线深入到电离层的 D 区,使 D 区的电离密度增大,这种电离密度增大常是很突然的,因此称这种现象为电离层突然骚扰。它持续时间由几分钟到几小时之久,且发生在地球上的太阳照射区。当这种现象发生时,对不同频段的无线电波分别引起不同的异常现象(见“短波消逝”“大气干扰突然升高”,“相位突然异常”“宇宙噪声突然吸收”)。

短波消逝

short wave fadeout (SWF)

当发生电离层突然骚扰时,通过 D 区传播的短波遭受强烈的吸收,甚至使通信中断,这种现象称为短波消逝(SWF)。同时在电离层垂直探测站测得的电离图上,反映出最低频率(f_{min})剧增,甚至电离图上全部无回波。

大气干扰突然升高

sudden enhancement of atmospherics (SEA)

发生电离层突然骚扰(SID)时,由于电离层 D 区电离增强,因此,从远方雷暴辐射的经过电离层传播的甚低频大气干扰信号,发生突然变化,频率在 10 千赫以上的干扰信号突然增强,这种现象称为大气干扰突然升高(SEA)。但频率低于 10 千赫的大气干扰信号,往往减弱。

相位突然异常

sudden phase anomaly (SPA)

低频和甚低频经电离层反射的信号,在发生电离层突然骚扰(SID)时,相位发生突然变化,这种现象称为相位突然异常。通

常认为它是由于骚扰发生时,反射高度突然下降所引起的。例如,在 16 千赫上观测时,正常的反射高度,在白天约为 75 公里,但在骚扰时反射高度的改变达 15 公里之多。实验证明,用相位突然异常现象来发现太阳耀斑,比用短波中断现象更为灵敏。

宇宙噪声突然吸收

sudden cosmic noise absorption(SCNA)

宇宙噪声是外层空间的射电源所辐射,透过大气传播到地面的电磁波。在经过大气层时宇宙噪声经常要受到一定的吸收,当大气层处在正常状态时,在一定的频段,方位和时间上噪声电平是有一定规律的。在发生电离层突然骚扰(SID)时,D 区电离显著增加,它对宇宙噪声的吸收显著增强,于是地面的噪声电平大大降低,这种现象称为宇宙噪声突然吸收。可以利用这种现象研究电离层突然骚扰时 D 区增加的电子含量。

法拉第旋转

Faraday rotation

一个线极化波,可以看成是由两个幅度相等以相同的角速度在相反方向上旋转的圆极化波所合成。在地磁场影响下的电离层中,如果线极化波的频率远大于磁旋频率,则它分裂出的寻常波和非常波近似为两个反向旋转的圆极化波,它们在电离层中传播时保持各自的圆极化不变,但因它们的相速度不相等,于是在传播路径的每一点上所合成的线极化波,其极化面就会随传播距离而逐渐旋转,这种现象称为法拉第旋转。某一点上极化面相对于原始极化面旋转的角度,与电波所经路径上电子总含量成正比。利用这一原理,可以通过对法拉第旋转角的测量,求得电波路径上的总电子含量。

顶外探测

topside sounding

F_2 层最大电子浓度以上的电离层,称为上电离层,对这一区域,不能用地面上的垂

直探测仪进行探测。顶外探测就是将小型化的定频或扫频的垂直探测仪,放在卫星上,从很高的高度向下探测上电离层。其原理与垂直探测仪相同,这是目前可以连续地获得在较大区域的上电离层剖面的一种较好的方法。其观测图也称为电离图。

部分反射

partial reflection

D 区中存在不连续的电子浓度不均匀体,也即折射指数的不均匀体。当电波遇到折射指数不均匀体时,若该处电子浓度不足以发生全内反射,电波的大部分能量将穿过该不均匀体,但仍有部分电磁波被反射回来。当不均匀体的尺度远大于波长时,不均匀体各点上被反射的电波,其相位是相干的,于是被反射波在某一方向可以加强。这现象叫部分反射。它不同于全内反射,也不同于散射。由于磁离子分裂现象,被反射波分成寻常波和非常波,它们的振幅比值与电子浓度有关,利用这原理可以探测 D 区的电子浓度,相应的方法叫部分反射法。

非相干散射探测

incoherent scattering sounding

雷达发射的大功率脉冲(频率远大于 F_2 层的临界频率)经由电离层时,电磁波与电离层中的处于不断的热运动状态的电子和离子发生相互作用,结果使得电子向外散射能量。接收作为电波路径 R 的函数的电子散射功率 $P_s(R)$,就可以测出对应于电波路径上各点的电子浓度分布。最初,有人认为电子的散射作用是非相干的,因此称为非相干散射,但实际上散射并不是完全不相干的,目前虽沿用了“非相干”这个词,但对探测结果的分析进行了修正。

大功率雷达非相干散射法还可对电离层的其它参数,如电子温度、离子浓度、离子温度、离子成分等进行长期的综合研究,因此它是目前研究电离层较好的方法之一。它可测

得直至上千公里的电波路径上的瞬时电子浓度分布,因而可直接用于雷达波束的折射修正。但它需要很高的发射功率和庞大的天线。

电离层交叉调制

ionospheric cross modulation

若向电离层发射一功率强大,载波频率为 f_1 ,调制频率为 F_1 的干扰波,使电离层加热,于是电子温度发生变化,从而电子的碰撞频率将随干扰波的调制频率 F_1 而变化。因为电离层对电波的吸收是碰撞频率的函数,如果有一频率为 f_2 的电波通过上述区域,其遭受到的吸收也会随 F_1 而变化,于是 f_2 波就受到 F_1 频率的调制,这种现象称为交叉调制,也称为卢森堡效应。这种效应随工作频率越低而越明显,但长波通常不透入电离层而在下缘被反射,所以这种效应为短波段低频部分和中波段所特有。

设计中、短波广播电台时,应适当选择条件,避免与邻近电台的广播信号发生交叉调制。

交叉调制效应,已被利用来探测电离层低层(如 D 层)的电性参数。

电离层探针

ionospheric probe

电离层探针是装在火箭或卫星上用来测量电离层参数的一种装置,大体可分为三种:(1)质谱探针:用来测量电离层的离子成分;(2)离子探针:用来测量电离层的离子浓度和温度;(3)电子探针:用来测量电离层的电子浓度和温度。在电波传播研究中多用电子探针。它一般又分为两类。一类是直流探针即郎缪尔探针,它可以测量电子浓度、温度以及离子浓度,其误差较大,但设备简单,目前仍用于火箭探测。另一类是高频探针,种类也很多,基本上是根据高频阻抗特性来求电子浓度。例如驻波阻抗探针、等离子体频率探针、磁旋等离子体探针等。探针探测不仅可以测到其它电波传播方法测不到的电

高层参数,而且提高了空间分辨率,可以探测电离层的精细结构,有的探针可以测出几米范围内的电子浓度的变化,这种方法可以用于探测上电离层和下电离层。

闪烁指数

scintillation index

射电源或宇宙飞行体所发出的无线电波通过电离层时,受到不均匀体的作用,地面接收到的信号,会产生幅度和相位的变化,信号的这种起伏变化叫做闪烁。通常纪录的是信号功率 P 。为了描述闪烁的特性,定义闪烁指数为

$$S.I.(\text{百分数}) = \frac{P_{\max} - P_{\min}}{P_{\max} + P_{\min}} \times 100\%$$

其中 P_{\max} 和 P_{\min} 分别是在给定的取样周期内从最大值往下数第三个峰值和从最小值往上数第三个最小值(对于相位,可作类似的研究)。闪烁的研究,在地球物理、电波传播及某些应用中都有很大意义,例如研究闪烁表面几何形状和频率的关系,试图从闪烁的统计中实现闪烁预报;还可利用闪烁研究电离层不均匀体的形状、大小及其运动等。

电离层相对透明度仪

relative ionospheric opacity meter
(RIO meter)

这是一种测量电离层相对总吸收的设备。它是灵敏度较高的接收系统,接收来自银河系的无线电辐射-宇宙噪声。在大气层外宇宙噪声信号功率电平比较稳定,所以地面接受到的功率电平的变化,即反映整个电离层的吸收变化。以静日吸收为标准,则可得到电离层异常时的相对吸收值。

由于此设备简单,且在磁暴与核爆炸等异常情况下仍能正常接收,所以它是监视电离层变化及研究核爆炸与极区吸收的较好设备。

火箭喷焰

rocket exhaust

火箭导弹发动机的排气,称为火箭喷焰,或称火箭火焰、火箭羽流、火箭尾流和火箭喷焰等离子体等。火箭喷焰是一种气体分子浓度极大、电子浓度和电子碰撞频率很高、湍动起伏非常剧烈的高温弱等离子体。在高温的发动机燃烧室内,电子浓度可达 $10^{13} \sim 10^{15}$ 个/厘米³;在发动机喷口面附近,喷焰电子浓度和电子碰撞频率,对于液体燃料,分别可达 $10^9 \sim 10^{11}$ 个/厘米³和 $10^{10} \sim 10^{11}$ 次/秒;对于固体燃料,分别可达 $10^{10} \sim 10^{11}$ 个/厘米³和 $10^{11} \sim 10^{12}$ 次/秒。在气压很低的高空,喷焰要膨胀到为火箭体积的几倍甚至几十倍,但其电子浓度和电子碰撞频率仍远比电离层高。

火箭喷焰对电波传播可产生吸收、相移、反射、散射、绕射、折射与多径效应等影响,因而要导致信号衰减、相位移、调幅调相(或调频)噪声与相干带宽下降。各种弹载天线若受到喷焰回流的影响时,性能要下降,严重时甚至出现击穿。电波受喷焰影响的轻重,除与信号频率、信号射线偏离角、火箭飞行高度、火箭推力、燃料种类、燃料杂质(如钠和钾)含量及固体燃料的含铅量等因素有关,还与信号的调制和解调的体制及副载波频率的选择有关。

在设计靶场和弹载各种无线电电子系统时,都必须考虑火箭主动段喷焰引起的电波衰减、相移、调幅调相噪声及相干带宽下降等。

火箭羽流

rocket plume

即“火箭喷焰”。

羽流尺度

plume dimension

火箭导弹纵轴与通过弹载天线并切于喷焰边缘的直线的交角,称为羽流尺度或称羽流张角。对于给定的火箭、导弹,弹载天线安装位置不同,羽流尺度是不同的。从减小

喷焰对无线电信号传输影响观点出发,羽流尺度越小越好。

偏离角

aspect angle

火箭导弹纵轴与弹载天线到地面站天线之间连线的交角,称为信号射线的偏离角。它的大小与弹载天线安装位置、火箭导弹姿态角以及地面站位置有关。

在火箭主动段内,信号射线的偏离角若能始终大于羽流尺度,则可认为已避开喷焰影响。一般说来,如偏离角始终大于 $40^{\circ}\sim 45^{\circ}$,喷焰影响认为可以忽略。

喷焰衰减

exhaust attenuation

一无线电信道,无喷焰影响的接收信号电平与受到喷焰影响的接收信号电平(均以分贝表示)之差,称为喷焰衰减。喷焰衰减是喷焰对信号的吸收、反射、绕射以及对天线性能影响等效应的综合结果。对工作频率远大于喷焰等离子体频率的信号,喷焰衰减主要由吸收引起,对工作频率远低于喷焰等离子体频率的信号,喷焰衰减主要由反射和绕射引起。喷焰衰减的大小、与信号频率、偏离角、火箭高度、推力、燃料种类和燃料杂质含量等因素有关。火箭喷焰最大衰减在 $100\sim 1000$ 兆赫频段,约为 $10\sim 40$ 分贝;在微波段,约为 $10\sim 20$ 分贝。多级火箭的分离期间,由于脱落节的弹体对前级喷焰的溅射,可能出现更大的衰减,甚至天线出现击穿,而使信号中断。

喷焰相移

exhaust phase shift

喷焰等离子体引起的无线电波相位超前或滞后现象,称为喷焰相移。在发动机正常燃烧状态下,⁴火箭喷焰的折射指数一般小于1。在级间分离前后,由于燃料燃烧不充分,排出喷焰的电子碰撞频率可达到很高,这时,折射指数可以大于1。因为喷焰的电子浓度

和电子碰撞频率要随时间和空间剧烈变化,所以喷焰相移也要随时间和空间而剧烈变化。依据相位原理工作的系统,必须考虑喷焰相移引起的误差。

喷焰调幅噪声

amplitude modulation noise of exhaust

由火箭喷焰引起的无线电信号幅度调制噪声称为喷焰调幅噪声。喷焰调幅噪声实质上是喷焰衰减的随机起伏部分,它是由于喷焰的剧烈起伏而引起。在 1000 兆赫以下的频段,喷焰噪声峰至谷的起伏深度可达 $10\sim 20$ 分贝。调幅噪声的谱为一连续谱,谱的能量主要分布在 $0\sim 1$ 千赫的频率范围,为了避免喷焰调幅噪声的干扰,采用调幅体制的无线电系统,最好利用副载波传输信息,并且副载波频率应高于 $5\sim 10$ 千赫。

喷焰调相噪声

phase modulation noise of exhaust

由火箭喷焰引起的无线电波的相位调制噪声称为喷焰调相噪声。它具有与喷焰调幅噪声基本相同的功率电平和谱分布特性。对于采用调相体制的无线电系统,副载波频率应高于 $5\sim 10$ 千赫,对于利用相位原理工作的系统,锁相环路的带宽应选得足够宽,以免喷焰干扰而失锁。

喷焰调频噪声

frequency modulation noise of exhaust

由火箭喷焰引起的无线电波的频率调制噪声称为喷焰调频噪声。它具有与喷焰调幅噪声基本相同的功率电平和谱分布特性。对于采用调频体制的无线电系统,副载波频率应高于 $5\sim 10$ 千赫。

喷焰相干带宽

coherent bandwidth of exhaust

在喷焰中传输的信号,它包含的各正弦波分量的传输起伏都能保持在要求的相关度之内的最大频率范围,称为喷焰相干带宽。喷焰的相干带宽可为几十千赫,甚至可降到

几千赫。喷焰相干带宽的降低,是由于喷焰的多径效应引起。降低的程度与喷焰体的大小,喷焰的不均匀尺度、信号频率、接收天线的波瓣宽度以及传输距离等因素有关。

喷焰回波多卜勒谱

Doppler spectrum of exhaust echo

在导弹的主动段,喷焰推动导弹不断加速前进,这时的雷达回波便有多卜勒频移。在高频波段,回波呈现双峰型式的多卜勒谱结构,其中一部分是弹体的运动引起的,其多卜勒频移与弹体速度相对应;另一部分是喷焰的回波,因为喷焰是一些部分相关的湍流团,各自速度不一,所以这部分回波频谱较宽。频谱的宽度和多卜勒频移的大小与工作频率和轴偏角有关。因为导弹加速前进,可以观察到,这种双峰频谱会在频率轴上移动。

再入等离子体鞘套

plasma sheath produced during reentry

空间飞行器重返地球大气层时,速度很高,而大气层空气又比较稠密,在飞行器头部就形成弓形激波,激波与头部之间的空气温度极高(可高达 4000°C),致使空气电离,高温还使部分热防护材料烧蚀电离,这样就形成了包围飞行器的等离子体壳层,这个壳层叫做等离子体鞘套。鞘套电子浓度可高达 $10^{18}\sim 10^{14}$ 个/厘米³,钝头洲际弹道导弹的等离子体鞘套存在于120~15公里高度之间,其最大电子浓度约产生在27公里高处。鞘套厚度约14厘米。再入等离子体鞘套会给电波传播带来严重影响:飞行器与地区间传输的无线电信号受到强烈衰减,甚至造成传输完全中断,鞘套还会使天线阻抗失配,辐射图畸变。例如,它可使宇宙飞船再入时通信和数据遥测暂时中断、洲际弹道导弹再入时电子对抗能力受到严重破坏。鞘套的这种影响程度与飞行器形状、弹道、电波频率等有关。

为了减小或克服再入等离子体鞘套对无

线电信号传输的影响,还提出了许多方法,如喷射亲电子物质,改进飞行器头部设计,提高信号频率和对电波传输实行静磁引导等。

再入无线电信号中断

radio signal blackout during reentry

空间飞行器重返地球稠密大气层时,其前部将形成一个电子浓度较高的等离子体鞘套,由于此鞘套的存在,飞行器与地面间的无线电联系,往往会中断,这一现象称为再入无线电信号中断。

核爆炸电磁脉冲

electromagnetic pulse from nuclear explosion

它是核爆炸瞬间辐射出来的一种强度极大的电磁脉冲,又称为无线电闪光(radio-flash)。脉冲持续时间为微秒到数百毫秒量级。在离爆心较近的距离上,电场强度可达数万伏/米。其频谱可从几千赫到百兆赫,但主要能量集中于10~15千赫左右。它的辐射和传播对靠近爆区的电子设备,会产生严重干扰。但利用它的辐射机理和传播规律,可以监测核爆炸和间接了解核武器的内部结构。

火球等离子体

fireball plasma

核爆炸形成的火球,其温度可达数千万度,因此内部的物质几乎全部电离,成为一个浓度极高的等离子体球,称为火球等离子体。核爆炸的当量和爆炸高度不同,火球等离子体的尺度和存活时间也不同,对电波传播的影响也各有差异。一般地说,路径通过火球的电波,会受到火球等离子体的散射、折射和吸收等严重影响。

核爆炸产生的异常电离

anomalous ionization produced by nuclear explosion

核爆炸瞬间释放的热辐射、核辐射以及裂变产物碎片放射性衰变释放出来的各种射

线,使大气产生异于寻常的电离,这就称为核爆炸产生的异常电离。核爆炸的当量和爆炸高度不同,所形成的电子浓度、其空间分布和时间变化也不同。一般地说,在地球上进行的空中核爆炸,此种电离往往和自然电离层混在一起形成一种“附加电离区”,它电离的时间变化率和空间梯度均比电离层大,且其电子浓度峰值可以大大超过自然电离层,因此对电波传播有严重影响,如产生异常吸收、折射和反射等。

核爆炸对无线电波传播的影响

effect of nuclear explosion on radio wave propagation

核爆炸形成的特殊环境,对不同波长的电波会产生各种不同的影响,如严重的吸收、折射、散射、形成附加的多卜勒频移、改变地-电离层波导条件引起长波相位异常等等。这些效应会相应地影响测速定位系统、导航系统、通信系统等电子设备系统的正常工作,所有这些效应都称为核爆炸对无线电波传播的影响。

四、地波传播与地-电离层波导电波传播

表面波

surface wave

表面波通常被理解为沿着两种不同介质分界面导行的波,沿球表面的表面波包括特性完全不同的陷扰表面波和诺顿表面波两部分。前者,能量基本都限制在界面附近,相当于沿界面导行的波,而后者则相当于对采用几何光学原理计算的空间波(直射波与地面反射波)的一种修正或绕射波。

陷扰表面波仅当地面由于某种分层(如高导体复一介质层)而呈感性表面阻抗时才可能激励,在均匀地面的多数情况下,此种

表面波不存在,仅有诺顿表面波。

表面阻抗

surface impedance

在两种介质的分界面上,同一介质里电场切向分量与磁场切向分量之比叫做另一介质的表面阻抗,其数学表达式为

$$Z = \frac{E_t}{H_t} \Big|_{\text{在分界面上}}$$

表面阻抗概念的引入可以使某些电磁场边值问题的求解大为简化。

地波相位修正因子

correction factor of ground wave phase

无线电波沿实际地球表面传播时,与沿理想导电地面传播比较,除场强有衰减以外,相速度亦降低,即传播相位延迟增加。若固定辐射功率不变,以 E_0 表示地表面为理想导体时观察点的电场垂直分量, E 表示实际地面上同一观察点的电场垂直分量,则地波衰减因子 V 定义为

$$V = \frac{E}{E_0} = |V| e^{i\phi_e}$$

其中幅角 ϕ_e 就叫做地波相位修正因子(又名二次相位因子),它与传播距离、频率、地面的相对介电常数与电导率有关。若电波的角频率为 ω 则 $\Delta t_e = \frac{|\phi_e|}{\omega}$ 就表示电波由发射点沿实际地表面传到接收点比沿理想导电地面传播同样距离时所增加的时间。在利用地波传播的低频精密无线电导航和定时系统中,地波相位修正因子的精确计算是保证系统精度的重要因素。

海岸线效应

coast-line effect

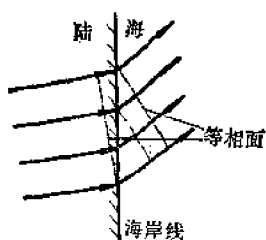
以地波或波导模方式传播的无线电波,在通过海陆分界线时,地表面电特性的改变对传播特性所造成的影响称为海岸线效应。一般说,电波在良导电的海面上传播的相速较高,衰减较小;而在不良导电的陆地上则

相速较低, 衰减增大。电波传播的海岸线效应通常包括两种变化: (1) 电波传播的衰减与相速随海、陆导电率的改变而相应的改变; (2) 在海岸线附近, 电波的场强与相位将由于地表面电特性的突变而产生某种形式的局部扰动。这两种变化的大小和形式。除了与频率和传播方式有关以外, 对于地波来说还取决于海岸线到发射点的距离。在低频与甚低频无线电导航与定时系统中, 这种电波传播效应, 对海上的定位与定时精度将产生明显的影响。

海岸折射

coast refraction

这是电波传播的海岸线效应的一种表象, 当电波从偏离垂直的方向通过海岸时, 由于海上和陆上的传播相速不同, 将使波的等相面发生偏转即传播方向的偏折 (见图), 这种现象与光通过两种媒质界面时的折射相似, 因此称为海岸折射, 它将对海上的无线电测向系统产生一定影响。

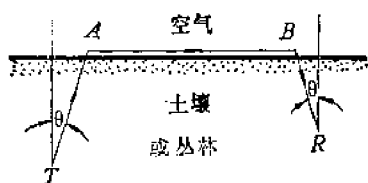


海岸折射示意图

侧波

lateral wave

如图所示, 当发射天线 T 与接收天线 R 同时位于有损耗的土壤或丛林中, 无线电波从 T 以某一角度 θ 投射到土壤——空气界面



侧波示意图

面, 或丛林——空气界面 (θ 与土壤或丛林的电参数有关), 沿界面传播, 在传播过程中能量不断地以同一角度 θ 泄漏至土壤或丛林中, 被接收天线 R 接收, 以这种方式传播的无线电波称为侧波。侧波在土壤或丛林中 (TA 与 BR 段) 场强随距离增加按指数减小, 沿界面传播时 (AB 段) 场强与距离的平方成反比, 此外, 在 A 点与 B 点还有转换损耗。

地-电离层波导

earth-ionosphere waveguide

以地球表面与低电离层下缘为两边界之球壳形空间, 称为地-电离层波导或地球波导。这种波导的概念主要用于甚低频、音频和极低频电磁波绕地球的传播, 因为这些波段基本上是在地面与低电离层下缘之间的球壳形空间中传播的, 而波长又可以与低电离层的高度相比, 因此, 波导的概念对这些波段的传播研究特别有效, 低电离层的高度, 白天通常为 70 公里左右, 而夜间为 90 公里左右。甚低频频段, 地与低电离层的电导率是决定传播特性的主要电参量, 各种陆地的电导率差别很大, 陆地平均电导率通常取为 5×10^{-3} 姆欧/米, 海水电导率在 2~8 姆欧/米范围内变化, 代表值通常取为 4 姆欧/米。电离层等效电导率取决于电子浓度 N ($\text{个}/\text{米}^3$) 与碰撞频率 ν ($\text{次}/\text{秒}$), 当忽略地磁场影响时近似为: $2.82 \times 10^{-8} N / \nu$ (姆欧/米), 更精确的研究还需要考虑电离层特性沿高度的变化与地磁场的影响等。

地球波导

terrestrial waveguide

即“地-电离层波导”。

波导模

waveguide mode

这里所说的波导模是指甚低频以及频率更低的电磁波在地-电离层波导中传播的模式。对这些电磁波来说, 波长可与地-电离层波导高度相比, 这时波导中的电磁场结构

与传播过程同微波波导情况相似,总场可用有限几个不同阶的波导模场之和来表示,而 n 阶模场可看作由满足谐振条件 $2h \cos \theta_n = (n - \frac{1}{2})\lambda$ 在电离层与地面间交替转换的上行部分波与下行部分波迭加而成(如图1所示,其中 θ_n 为入射角, λ 为波长)。波

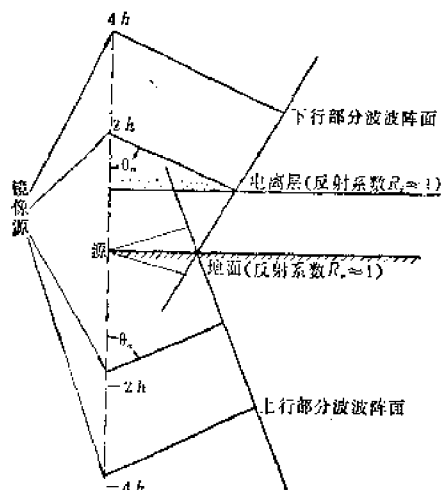


图1 n 阶模的形成

导模按波场的特点可分为横磁模、横电模与横电磁模三种。在通常垂直极化电天线的情况下,激励起来的两个主要横磁模 TM_1 与 TM_2 之场结构如图2所示,波导模的传

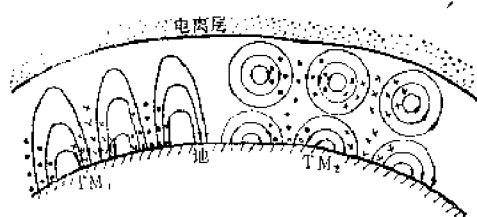


图2 横磁模 TM_1 与 TM_2 场结构示意图

播特性通常用模的激励因子、高度增益因子、相速与衰减率四个基本传播参数来表征,它们取决于频率、电离层高度、地与电离层的电参数等。

横磁波模

transverse magnetic(TM)mode

磁场仅有与传播方向垂直的横向分量的波导模称为横磁波模。在地-电离层波导中,

它是垂直天线所激励的一种主要传输模,而一阶横磁波模 TM_1 则是甚低频电磁波绕地球远距离传播的基本传输模。

横电波模

transverse electric(TE)mode

电场仅有与传播方向垂直的横向分量的波导模称为横电波模。在地-电离层波导中,这种模可用水平天线直接激励。在垂直天线激励时,由于电离层在地磁场影响下的耦合作用,也可产生这种模。

横电磁波模

transverse electromagnetic(TEM)mode

电场与磁场都仅有与传播方向垂直的横向分量的波导模称为横电磁波模或零阶横磁波模。在地-电离层波导中,这种模的衰减率随频率降低而减小,是音频与极低频电磁波绕地球远距离传播的基本传输模。

地-电离层空腔谐振

earth-ionosphere cavity resonance

在极低频波段,当波长可与地球周长相比时,在地球与低电离层之间的球壳形空间中产生的电磁谐振现象,叫做地-电离层空腔谐振或叫地-电离层球壳谐振,又称为舒曼谐振。

当地与电离层均为理想导体时,其谐振频率(f_n)为

$$f_n = f_1 \sqrt{\frac{n(n+1)}{2}} = \frac{c \sqrt{n(n+1)}}{2\pi a}$$

其中 c 为自由空间中光速, a 为地球半径, n 为整数,表示谐振模的阶,但实际的地与低电离层并非理想导体,故实际的谐振频率较此为低。

对几十赫以下的雷电辐射的观测与研究,可获得此种谐振的一些特性资料,如实际的谐振频率与空腔的 Q 值等。在此频率范围内,地面损耗与低电离层损耗相比可忽略不计,因此,通过这种现象的测试研究,还可以获得电离层 D 层等效电导率和高度的大

尺度的平均数据,并有可能导致对地球大气层等电离层中物理过程更多的了解。

舒曼谐振

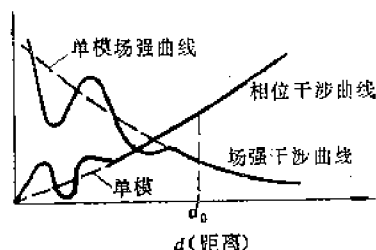
Schumann resonance

即“地-电离层空腔谐振”。

多模干涉

multiple mode interference

在同时存在着几个不同阶次的波导模的传播区域中,由于各阶波导模的迭加,使电磁波总场的幅度与相位随距离呈现振荡形式变化,称为多模干涉。对于甚低频来说,在地-电离层波导中通常可同时激励几个较低阶的波导模,各阶模以不同的激励强度、衰减率和相速在波导中传播,且衰减率随模阶次的升高而增大。在距离发射天线几千公里以内的中近距离上,由于高阶模与衰减最低的一阶模相比还具有足够强的幅度,这时各阶模互相迭加便产生明显的多模干涉现象,使波的场强与相位随距离不是单调变化而是呈现振荡的形式,此区域称多模干涉区(如图所示)。在足够远的距离上(如 $d > d_0$)高阶



多模干涉(两个模)示意图

模由于严重衰减其影响可忽略,这时仅剩衰减最小的一阶模,干涉现象消失,这种区域称为单模区。一般说,夜间比白天干涉强,频率高干涉也强,在干涉区内某些地点上有时信号明显减弱,接收信号的相位稳定性明显变坏,这对甚低频无线电通讯、导航、定时与频率比对都将产生有害的影响。

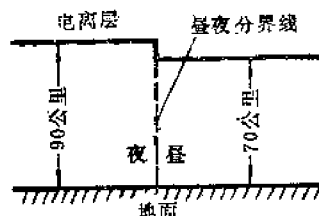
模转换干涉

mode conversion interference

甚低频电磁波在地-电离层波导中,由于

电离层高度或电离层与地电特性的明显不连续性而引起的多模干涉现象,称为模转换干涉。常遇到的明显不连续性主要有两种:

(1) 在昼夜分界线处,低电离层高度约有20公里的明显变化(如图所示);(2) 在海



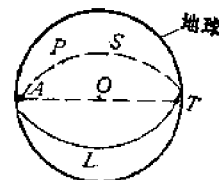
模转换干涉形成条件

岸线处,海陆间电导率的明显突变。这两种不连续性都可以引起不同阶模间的模转换,主要是一阶模的部分能量转化为二阶模,二阶模部分转化为一阶模,这时在昼夜分界线或海岸线附近的一定区域内,可同时存在两个以上波导模,从而引起模转换干涉现象,它使固定点的接收信号相位与幅度,在日出、日落过渡期内,出现相位阶梯与幅度衰落现象,在海岸线附近使信号的幅度与相位产生局部扰动。一般说,波导壁特性的不连续性越强,频率越高,模转换干涉现象就越明显。

长短大圆路径信号的干涉

interference between longer and shorter great circle paths signals

沿长、短两大圆路径传播的甚低频无线电信号,在发射点 T 的对极点 A 邻近区域内产生干涉,这现象称为长短大圆路径信号的干涉(见图)。甚低频信号通常认为沿着连接



长短大圆路径信号的干涉

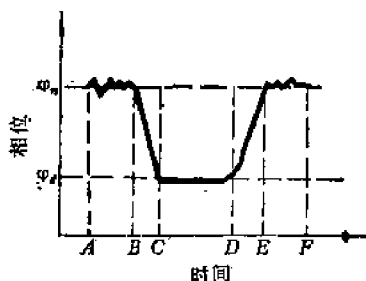
发射点 T 与观察点 P 的大圆路径传播,所谓大圆路径,即包含 T 、 P 和地心 O 点之平面与地球表面相交的两条圆弧,其中短弧 TSP

称短大圆路径, 长弧 TLP 称长大大圆路径。由于甚低频电波衰减减小, 方向效应和昼夜衰减之不同, 在对极点 A 附近的相当大区域内, 同时存在强度相近的沿长短大圆路径到达的两种信号, 从而出现强烈的干涉现象。在此干涉区域之内, 接收信号的幅度与相位极不稳定, 因此, 对甚低频无线电通讯、导航、定时与频率比对将产生有害影响。

相位梯形

phase trapezoid

传播相位稳定且具有规则的日变化特性是甚低频无线电波传播的一个重要特点。当在远距离上的单模区进行定点观测时, 常将观测到的梯形形状的信号相位日变化曲线称为相位梯形 (如图所示)。在 A-B 与 E-F



B: 发射 (或接收) 点日出时刻; C: 接收 (或发射) 点日出时刻; D: 发射 (或接收) 点日落时刻; E: 接收 (或发射) 点日落时刻。

相位梯形

时段, 整个路径处于夜间, 信号相位稳定于固定值 φ_n 附近; 在 C-D 时段, 整个路径处于白天, 相位稳定于固定值 φ_d 附近, 且 φ_d 超前于 φ_n 。在 B-C 与 D-E 时段路径分别处于日出与日落过渡期, 这期间路径一部分处于白天, 另一部分处于夜间, 信号相位 φ 随时间的推移在 φ_n 与 φ_d 值间平滑的漂移, 形成梯形两腰。

这种梯形相位日变化用波导模理论可得到很好解释: 由于低电离层高度白天低 (约 70 公里) 夜间高 (约 90 公里), 而二阶波导模的相速 V 与电离层高度 h 密切相关, 如两

者间的关系可近似表为: $V \approx \left(1 - \frac{h}{2a}\right) /$

$\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{4h}\right)^2}$ (其中 λ 为波长, a 为地球

半径)。因此, 白天相速 V_d 大于夜间相速 V_n ,

亦即在仅有一阶模的远区 $\varphi_d = \frac{\omega}{V_d} d <$

$\varphi_n = \frac{\omega}{V_n} d$ (其中 ω 为角频率, d 为路径全长),

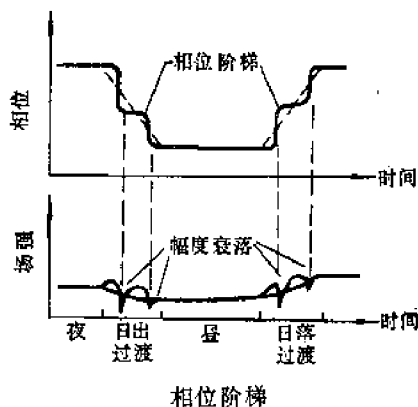
$\varphi_d = \frac{\omega}{V_n} \cdot Pd + \frac{\omega}{V_d} (1-P)d$ (其中 P 为夜间路径长度 d_n 与 d 之比)。

梯形相位日变化是一种典型情况, 在一般情况下以及存在多模干涉或长短大圆路径干涉时, 相位日变化曲线将具有复杂形状, 在精确考虑时, 相速在白天与夜间都不是常数, 而是太阳天顶角的函数。在甚低频无线电导航系统中, 相位日变化是传播相位预测的重要内容之一。

相位阶梯

phase step

在日出与日落过渡期内, 由于模转换干涉的影响, 使甚低频电波传播的相位梯形的两腰, 由平滑变化改为阶梯形变化的现象称为相位阶梯 (如图所示)。它是由平滑的变



相位阶梯

化 (虚线所示) 迭加由模转换干涉引起的振荡形式的变化而形成的。当相位阶梯产生时, 信号幅度将降低, 而且幅度的最小值总是伴随着相位变化率的最大值而发生 (如图所示), 这种现象称为幅度衰落。模转换干涉越强, 相位阶梯与幅度衰落现象越明显。

幅度衰落

amplitude fading

见“相位阶梯”。

日出与日落过渡期

sunrise and sunset transition

从路径一端处日出到另一端处日出, 即传播路径由全夜间变为全白天这段时间称为日出过渡期。反之, 从路径一端处日落到另一端日落, 即传播路径由全白天变为全夜间这段时间称为日落过渡期。在两种过渡期内, 传播路径处于昼夜混合路径条件之下, 对甚低频电磁波传播来说, 信号相位将产生明显的漂移, 并且在某些情况下还将产生相位阶梯与幅度衰落现象。

纬度效应

latitude effect

实验结果表明, 甚低频无线电波在地-电离层波导中的传播相速在夜间与地磁纬度有明显的关系, 纬度升高, 相速增高, 这种现象称为纬度效应。据估计, 它是由宇宙射线引起的, 因为, 宇宙射线是低电离层的一种电离源, 尤其在夜间是一种主要电离源, 故此种效应可能是由于高纬度宇宙射线强度高, 使低电离层高度降低所致。在夜间, 10 千赫的 TM_1 模相速的纬度变化近似为

$$\frac{\Delta v_1}{c} \approx 10^{-8} \sin[2(\text{磁纬}) - 90^\circ]$$

这种效应, 在甚低频无线电相位导航系统中, 是无线电波传播相位预测所需考虑的因素之一。

方向效应

direction effect

在各向异性介质的作用下, 电波传播特性随传播方向而改变, 这现象称为电波传播的方向效应, 它主要发生于借助电离层而传播的无线电波, 如天波或波导模等。

在地磁场的影响下, 电离层为各向异性介质, 这时, 经电离层而传播的天波或波导

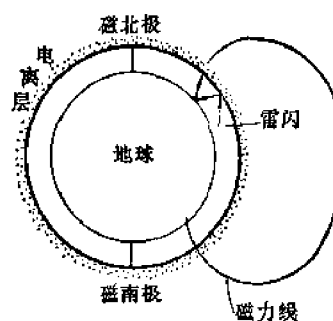
模, 除了产生不同波、或模间的耦合以外, 波的反射特性(反射强度与相移)或模的传播相速与衰减将与方向有关, 它们将直接取决于地磁场水平分量的大小和传播方向与地磁场水平分量间的夹角。一般说, 在夹角为 90° 和 270° 的磁东向与磁西向两方向间传播特性差别最大, 而在夹角为 0° 与 180° 的磁南 S 磁北 N 两方向上差别最小, 而且这种效应在低磁纬、低频率和夜间更显著, 例如, 在夜间的赤道处, 10 千赫的 TM_1 模的相速差(磁东西向)大约可达 1.5×10^{-8} 。这种效应在甚低频无线电相位导航系统中是无线电波传播相位预测的重要因素之一。

哨声

whistler

以纵非常波形式穿透电离层, 并近似沿地磁力线在磁共扼点间传播的甚低频和音频(大约400赫~12千赫)的雷电辐射, 称为哨声(见图)。因为它处于音频范围, 接收时可听到由高到低类似口哨的声音, 故得此名。在地面上观测到的哨声有长哨声(源与观察点在同半球)、短哨声(源与观察点不在同半球)、在高纬度观察到的鼻哨声, 还有在低电离层之上的卫星上发现的传播路径明显偏离地磁力线的所谓非导道哨声。

观察哨声色散系数和鼻哨声频率, 是目前研究外层空间结构与地磁场分布的主要手段之一。



哨声示意图

地壳波导

waveguide in earth's crust

根据地壳结构资料,在地面下深度为3~5公里左右的地层内,主要成分为水成岩(页岩,石灰岩),含水量较大,并有电解液和半导电的矿物,其电导率一般为 $10^{-1} \sim 10^{-4}$ 姆欧/米,在海洋部分电导率更高。在5~30公里的深度上,主要成分则为火成岩(花岗岩,玄武岩),电导率为 $10^{-6} \sim 10^{-11}$ 姆欧/米。30公里以下的地层,由于温度升高电导率又急剧增高。有人将其与地面上空的电离层相比,称它为反转电离层或热电离层。于是,在3~5公里以下的地下可能形成一个厚度为几公里至20公里的介质波导,称它为地壳波导。

这种波导有可能用于音频和极低频电波远距离传播,这种通信方式的主要优点,是不受大气噪声,电离层骚扰与太阳活动性以及核爆炸等人为干扰的影响。但其主要问题是能量输入与接收比较困难,另一方面由于岩层的深陷和断裂可能使波导的水平连续性遭到严重破坏。

五、折射修正、衰落与噪声**折射误差**

refraction error

雷达定位,多卜勒测速与光学测量系统等,因大气层(对流层、电离层等)使无线电波与光波折射而产生的测量误差,即有折射时测量值(视在值)与真实值之差,称为折射误差。它包括仰角误差、距离误差、高度误差、方位角误差、多卜勒频移误差、距离变化率误差与速度误差等。它们的大小除与大气状态(温度、压力、湿度或电子浓度及其在空间的分布)有关外,还与被测量值的大小有关,仰角低、距离远、速度高,则折射误差大。由于大气状态随地区与时间变

化,因此折射误差也随地区与时间变化。

折射修正

refraction correction

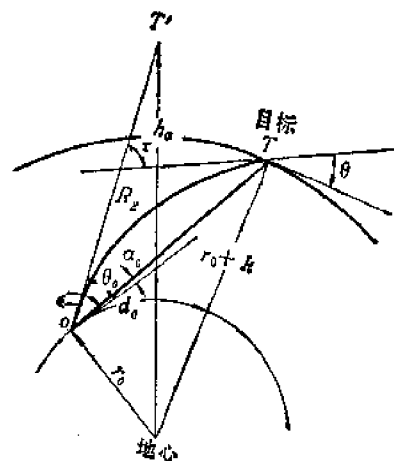
雷达定位、多卜勒测速与光学测量系统在数据处理中,根据大气剖面,由测量值(视在值)求出大气折射误差,从而得到真实值的过程,称为折射修正。它包括仰角、距离、高度、方位角、多卜勒频移、距离变化率与速度的折射修正。定位的折射修正方法很多,但基本方法是利用费马原理或球面斯涅耳定律加几何关系的射线描迹法。测量系统不同,具体方法略有差别。测速的折射修正方法是利用至少三个站同时测得的视在多卜勒频移以及目标真实位置与各站位置,解线性方程组以得到真实速度的三个分量。

用精密测量系统测量火箭导弹与航天飞行器的位置与速度时,为了达到所需的精度,必须进行折射修正。

视在仰角

apparent elevation angle

如图所示,无线电波射线由观测点O(或目标T)出发后,由于大气折射影响,沿一条弯曲的路径到达目标T(或到达观测点O),观测点O之射线的切线与该点水平面之间的夹角(θ_a)称为视在仰角,它是实际测得的波



大气折射几何关系图

的到达仰角。在正折射的情况下, 视在仰角 Q_0 大于目标真实仰角 α_0 , 负折射时则相反。为了获得目标的真实仰角, 必须对视在仰角进行折射修正。

视在距离

apparent range

在介质中无线电波能量由点 A 到点 B 所经历的时间 τ 与自由空间光速 c 之乘积称为视在距离, 或无线电距离。

在对流层中, 非色散情况下, 无线电波能量的传播速度为 c/n , n 为对流层折射指数, 所以电波由 A 点沿着弯曲的射线到达 B 点所经历的时间为 $\frac{1}{c} \int_A^B n dR_x$, 其中 dR_x 是路径元, 积分是沿着弯曲的射线进行的。上式中的积分 $\int_A^B n dR_x$ 便为 A 、 B 两点间的视在距离。

在电离层中, 各向同性情况下, 无线电波能量的传播速度是 nc , 故视在距离为 $\int_A^B \frac{1}{n} dR_{s0}$ 。

视在距离大于两点间的直线几何距离 (真实距离), 一是由于射线走的弯曲路径, 另外由于波能量在介质中的传播速度小于真空中的光速, 后一原因是主要的。在无线电和光学测距中必须对视在距离予以折射修正才能得到目标的真实距离。

视在高度

apparent height

用无线电波传播方法测得的包含大气折射影响在内的空中目标高度称为视在高度。在雷达定位中, 通常采用下式计算空中目标相对于雷达站的高度 (h), 即

$$h = \sqrt{R^2 + r_0^2 + 2Rr_0 \sin \beta} - r_0$$

其中 R 是目标到雷达站的距离; β 是目标对雷达站所张的仰角; r_0 为雷达站到地心的距离。如果式中 R 和 β 是以雷达的视在距离 R_0 和视在仰角 θ_0 代入的, 那末计算结果 h 为视在高度。视在距离和视在仰角中包含有大气

折射误差。因此, 只有进行折射误差修正后才能得到目标的真实高度。

视在方位角

apparent azimuth angle

无线电或光学定位系统所测定的包含大气折射影响在内的目标方位角称为视在方位角。当大气折射指数水平不均匀时, 电波射线将在水平方向上出现折射, 使视在方位角偏离目标真实方位角。通常这种方位偏离是微小的。在大气水平不均匀性很严重, 目标仰角很低且定位精度要求较高时, 需对视在方位角进行折射修正以得到真实方位角。

视在多卜勒频移

apparent Doppler shift

设目标在折射指数为 $n(x, y, z)$ 的非均匀大气层中运动, 多卜勒测速系统所测得的包含介质折射影响的多卜勒频移, 称为视在多卜勒频移。在稳定的各向同性介质中, 对于单程传播, 视在多卜勒频移为

$$f_{da} = -f_0 n_T \dot{R}_x / c,$$

式中 f_0 为目标振源的频率; c 为自由空间光速; n_T 为目标处的折射指数; \dot{R}_x 为观测点沿着射线轨道到目标的几何路径长度变化率 (即射线几何路径长度对时间的微商)。由于折射的影响, 视在多卜勒频移不等于自由空间中的多卜勒频移。

视在距离变化率

apparent range rate

单位时间内目标到观测点的视在距离的变化, 即视在距离对时间的微商, 称为视在距离变化率。在稳定的各向同性介质中, 对于单程传播, 视在多卜勒频率 f_{da} 正比于视在距离变化率 \dot{R}_a , 即

$$f_{da} = -f_0 \dot{R}_a / c,$$

其中 f_0 为目标振源的频率; c 为自由空间中光速。而视在距离变化率等于目标处的折射指数 n_T 与射线几何路径长度变化率 \dot{R}_x 之乘积, 即 $\dot{R}_a = n_T \dot{R}_x$ 。所以, 在折射指数不

等于1的非均匀介质中, R_s 不等于 R_R , 更不等于观测点到目标的直视方向的真实距离变化率。

射线弯曲

bending of a ray

在球面分层大气层中, 从观测点 O 至目标 T 的无线电射线或光射线是一条平面曲线。射线上任意二点二切线的夹角, 称为射线弯曲, 而观测点 O 与目标 T 的两切线夹角, 称为射线总弯曲 τ (见“视在仰角”的图)。显而易见, 总弯曲为各弯曲之和。射线弯曲表示由于大气折射使射线发生弯曲的程度。大气层折射指数梯度愈大、仰角愈低、距离愈远, 则射线总弯曲愈大。一般为几毫弧至几十毫弧。它的大小随地区与时间而变化。

对于水平不均匀大气层, 由于弯曲射线不是平面曲线, 故没有射线弯曲这个量。

仰角误差

elevation angle error

由于无线电射线与光射线通过大气层时产生折射效应, 故无线电或光学测量系统测得的目标仰角(称为视在仰角)和目标的真实仰角不相等, 两者之差称为仰角折射误差, 简称仰角误差 ε (见“视在仰角”的图)。仰角误差是测量误差的一个重要组成部分, 必须加以修正, 否则便不能达到预期的测量精度。

仰角误差的大小与昼夜时间、季节和地区有密切联系, 且仰角愈低, 误差愈大。按照对流层指数模式计算的结果, 当地面折射率 $N_0=400N$ 单位时, 仰角高于 15° 时的仰角误差约小于1.5毫弧; 仰角 1° 时, 随地面折射率的不同 ($N_0=240\sim 400N$ 单位), 误差在6到12毫弧之间变化。

距离误差

range error

在大气层中无线电波沿弯曲路径传播, 且其传播速度不同于自由空间中的光速, 这

使得测量系统测得的目标距离(称为视在距离)和目标的真实距离不相等, 两者之差称为距离折射误差, 简称距离误差。它是由两部分组成, 其一是由于传播路径弯曲所致, 其二是由于波的传播速度异于自由空间中的光速所致。一般前者远小于后者, 所以在实际应用中主要是考虑后者对距离测量的影响, 但是, 当射线的初始仰角很低时, 由射线路径弯曲所引起的距离误差可与由传播速度所引起的距离误差相比, 则前者不可忽略。

距离误差的大小与昼夜时间、季节和地区有密切关系, 且与射线的初始仰角有关。仰角愈低, 距离误差愈大。在热带地区, 仰角为 0° 时误差可达100~200米以上。按照对流层指数模式计算, 仰角为 25° 时距离误差小于6.5米, 仰角为 90° 时距离误差最小。

高度误差

height error

大气对无线电波和光波的折射, 会导致高精度测量系统测得的目标高度(通常称为视在高度)和目标真实高度不相等, 两者之差称为高度折射误差, 简称高度误差(见“视在仰角”的图)。

高度误差除与昼夜时间、季节和地区有关外, 还与射线的初始仰角有密切的关系。仰角愈低, 高度误差愈大。一般高度误差可达公里量级。

方位角误差

azimuth angle error

无线电波和光波在大气中的折射, 会导致高精度定位系统测得的目标方位角(通常称为视在方位角)和目标点的真实方位角不相等, 两者之差称为方位角折射误差, 简称方位角误差。

方位角误差是由大气折射率在水平方向上的不均匀性所引起。大气折射率在水平方

误差。实际上,目标速度是个空间矢量,因此必须用三部雷达同时测得目标速度矢量的三个径向速度分量,然后将三个径向速度误差按一定的几何关系合成,即可得出目标的速度误差。

速度误差与昼夜时间、季节和地区有关,且射线的初始仰角愈低,误差愈大。对于高速运动的目标,误差可达米/秒的量级。在精密测量系统中,必须对速度误差加以修正。

折射修正残差

residual error of refraction correction

雷达定位系统、多卜勒测速系统与光学测量系统,其测量值经折射修正后,仍含有的折射误差,称为折射修正残差。残差来源于大气剖面的探测计算误差,非实时性误差,随机起伏误差,水平不均匀性误差,折射修正公式近似误差以及电子计算机数字计算误差等。

为了提高精密测量系统的测量精度,必须减小折射修正残差,其主要途径是减小大气剖面的探测计算误差。

折射预报

refraction prediction

根据历史资料的统计,利用天气形势与对流层剖面的关系,电离层剖面的周期变化以及前后时间大气剖面的联系,预先给出某时平均大气折射误差的大小,称为折射预报。目前,利用线性回归分析方法,已得到不同距离、高度的对流层折射误差与对流层地面折射率、折射率梯度的线性关系,并且有较好的相关性。因此通过预报地面折射率与折射率梯度(这是易于做到的),则可对对流层折射进行预报。

折射预报对于精密的导弹预警雷达很有使用价值。

天文折射

astronomical refraction

早先的天文观测都是利用电磁波的可见光波段,而观测者处于地球表面。当来自天体的光线穿越地球大气到达地面时,由于大气折射指数沿高度的不均匀分布而使光线所走的路径产生弯曲,即大气对光线有折射影响,这样光学观测所得到的天体视在仰角便不是天体的真实仰角。视在仰角与真实仰角之差称为光学大气折射仰角误差,简称天文折射或蒙气差,在较高的仰角(如 20° 以上)可按式计算:

$$\epsilon'' = 0.206265 N_0 \cot \theta_0$$

其中, ϵ'' 是仰角误差,单位为角秒; N_0 是光学折射率,以 N 单位计,由观测点的气压和气温算出; θ_0 是视在仰角。在较高的仰角,上述公式有很好的精度,在低仰角这个近似公式误差太大不能使用。

实用上,欲求天文折射,可由天顶距(与仰角互为余角)、气温、气压查天文年历中的“蒙气差”表。

蒙气差

astronomical refraction

即“天文折射”。

衰落

fading

衰落一般指接收信号电平的随机起伏,即不规则变化。起因及形式有多种多样。最常见的是干涉型衰落,产生于多径传输,是不同传输路径的射线随机干涉的结果,叫多径衰落。其它有诸如视线电路上的两衰落、绕射衰落之类伴随着衰减的衰减型衰落和因电波极化方向的变化而引起的极化衰落等。衰落分快衰落与慢衰落两种,前者是瞬时信号电平在短期内的起伏,后者是短期信号电平中值在长期中的起伏。在许多场合,信号幅度不仅随时间起伏,也随频率和空间起伏,它们分别称时间选择性衰落、频率选择性衰落和空间选择性衰落。单独提到的所谓选择性衰落一般仅指频率选择性衰落。衰落

对传输质量和可靠度影响极大。

快衰落

fast fading; short-term fading

见“衰落”。

慢衰落

slow fading; long-term fading

见“衰落”。

选择性衰落

selective fading

它是根据衰落对信号的影响而命名的,实质上就是“多径衰落”。它又可分为时间选择性衰落和频率选择性衰落,但通常指后一种。

当信号的时间宽度大于或接近信道相关时间的情况下,信号前后各部分受到不同步的,无确定关系的衰落,此时信号所受的衰落称为时间选择性衰落;例如传送相干射频脉冲串,如脉冲串总长大于信道相关时间,各脉冲将有不同幅度和起始相位,它们还随时间无规则地变动。时间选择性衰落起因于信道的时变性。另一方面,当传送两个不同频率的纯正弦波时,如它们的频率很接近,则通过信道后虽各自都有随机的调幅调相,但接近于同步,即相关性接近于1。如逐渐增大频率间隔,则这种同步越来越差,即相关性越来越小。这种衰落造成信号频谱中频率间隔较大的分量有不同的并随时间而随机变化的衰减和相移,此现象称频率选择性衰落,它起因于“多径效应”,并且严重性正比于“多径散布”。

一般传播信道两种选择性衰落并存,但根据信号与信道参量的不同关系,可以忽略一种。选择性衰落对快速通信的误码、雷达目标识别与相关积累等有重要影响。

时间选择性衰落

time selective fading

见“选择性衰落”。

频率选择性衰落

frequency selective fading

见“选择性衰落”。

平匀衰落

flat fading

衰落特性如对信号时间波形及频谱都只有平匀的影响,即只有等量的衰减和常数相移的衰落,称为平匀衰落;即既无“时间选择性”又无“频率选择性”的衰落。慢衰落或一定信号形式时的快衰落可认为是平匀衰落;平匀衰落将仅影响接收端的信噪比。

急剧衰落

flutter fading

它是衰落率高达10~100次/秒的一种电离层传播快衰落,一般在下列场合出现:(1)电离层暴条件下短波极区传播。(2)正常电离层日落后短波跨越磁赤道传播。(3)甚高频D区流星余迹散射或湍流混合散射传播(有时发生)。(4)与“扩展F层”出现有较密切联系F区散射传播。

极化衰落

polarization fading

这是电波在双折射介质中传播特有的衰落,它实质上也是一种多径衰落。电波经由电离层时,由于地磁场的影响分裂为寻常波与非常波,它们具有不同的相速和反向旋转的椭圆极化。这两种波相互干涉,合成场的极化取向决定于两波经过的相路径。当传播相路径随时间变化,接收场的极化取向也就改变。当用极化固定的线天线接收时,天线输出也就相应发生衰落,即形成极化衰落,衰落率约在每秒几次以下。

视线电路衰落

fading on line-of-sight path

视线电路衰落主要产生于射线弯曲和多径传输。多径传输引起的衰落,包括地反射波与直接波干涉造成的地反射衰落和来自大气层结的间接波与直接波干涉造成的多径衰

落, 它们都有频率选择性和空间选择性。射线弯曲与大气折射条件相联系, 它直接影响路径空隙的变化。通常, 它影响地反射波与直接波的相对相位, 从而影响地反射衰落。当射线上翘时, 由于路径空隙减小, 或等效地球表面更加凸起, 直接射线可能贴近地面甚至被阻挡, 这时也可能伴随绕射衰减而产生衰落, 称绕射衰落。而当地反射或绕射使信号电平削弱时, 产生于大气层结的多径衰落也将受到影响而更加剧烈。当射线向上严重凸起时, 情况可能相应于大气波导的出现。这时也可能发生衰落, 称波导衰落。衰落型式与天线相对于波导层的位置有关: 如果收、发天线只有一个在波导层内, 衰落将呈严重衰减型; 如果收、发天线都在波导层内, 衰落则呈干涉型, 即相当于多条射线干涉的结果。波导衰落一般出现不多, 但在沿海等地不容忽视。在某些极端情况下, 射线弯曲也可能使到达接收点的射线偏离接收天线主轴而形成严重衰落。不过这种情况极少。除此以外, 也可能因降雨而发生衰落, 称雨衰落, 它伴随着雨滴对电波的吸收与散射。这时一般没有大气层结造成的多径衰落。

障碍绕射电路衰落

fading on obstacle diffraction path

在障碍绕射电路上, 引起衰落的因素可能有: 障碍两侧电路段上衰减因子的类似于视线电路上的变动、障碍随等效地球表面的升降引起的绕射损耗的变动以及障碍上方大气结构的散射或反射分量的影响。对于典型的障碍绕射电路, 实用中常按从发端到障碍和从障碍到收端两条视线电路的串联来考虑衰落。

对流层散射电路衰落

fading on tropospheric-scatter path

对流层散射电路衰落一般分快衰落与慢衰落两种。快衰落一般指瞬时信号电平在几

分钟之内的短期变化, 产生于多径传输, 一般是收、发天线波束交叉区内大量不均匀体的散射分量随机干涉的结果, 有强烈的频率选择性和空间选择性。慢衰落一般指15分钟到1小时内的短期信号电平中值在长期中的变化, 产生于平均大气条件(大气折射、大气湍流和大气层结)的变化, 与频率关系一般不大, 主要与气象条件、电路长度和地形有关。

信号幅度分布

signal amplitude distributor

信号幅度分布是衰落的最主要特性的完整描述, 可用概率密度或分布函数表达, 前者为信号幅度在不同值上的分布密度, 后者为信号幅度低于任意给定值的概率。在视线电路上, 较深衰落出现时, 信号幅度一般都认为服从瑞利分布。在对流层散射电路上, 快衰落在工程上一般也按瑞利分布考虑, 慢衰落一般按对数正态分布考虑, 其标准偏差因气象条件、电路长度和地形而异: 当电路超出地平线不远时, 标准偏差最大; 折射条件变化减小或距离增加时, 标准偏差减小; 海上比陆上标准偏差大; 平原比山区标准偏差大。一般说, 慢衰落标准偏差为2到12分贝。实用中, 视线电路衰落和对流层散射电路上的慢衰落一般按经验曲线或经验公式估算。

信号相位起伏

signal phase fluctuation

信号相位起伏是指信号相位随时间的不规则变化。它主要起因于传输介质折射指数的随机起伏。具体来说, 对流层中温度、湿度、压力的随机起伏, 或电离层中电子浓度的随机起伏以及电离层反射高度或反射系数的随机变化等, 都是产生接收信号相位起伏的原因。在常见的多径传输情况下, 由于不同路径上传输分量的幅度和相位的随机起伏, 使得合成波的幅度与相位会产生比单一

路径传输情况下大得多的随机起伏。在甚低频传播中, 相位起伏均方根值 σ_φ 在远距离上近似与距离的 $1/4$ 次方成正比。在宁静电离层条件下, 白天 $\sigma_T \approx (1 \sim 3)$ 微秒, 夜间 $\sigma_T \approx (2 \sim 5)$ 微秒, 在扰动电离层条件和多模干涉区更加增大, 起伏时间约半小时, 相关距离达几十公里至一百公里以上 ($\sigma_T = \sigma_\varphi / 2\pi f$, σ_φ 为相位起伏均方根值以弧度表示、 f 为电波频率以赫表示、 σ_T 为对应于 σ_φ 的时间起伏均方根值以秒表示)。在视线传播中, σ_φ 与相对于波长的湍流尺度和湍流强度有关。在对流层散射传播中, σ_φ 与恒定分量和随机分量的比值有关, 当恒定分量可以忽略时 σ_φ 约为 $\pi/\sqrt{3}$ 。

信号相位起伏对测相、测频和信号波形等都有影响, 因而在无线电导航、无线电定位、无线电制导以及无线电通信等方面常常都需要考虑信号相位起伏对系统的影响。

衰落幅度

amplitude of fading

分布概率分别为 90% 和 10% 的电平间的分贝数之差, 叫衰落幅度。它是信号电平变化大小的一种标志, 是幅度分布的重要特征。对瑞利分布来说, 衰落幅度为 13.4 分贝。对对数正态分布来说, 衰落幅度为标准偏差的 2.56 倍。

衰落深度

fading depth

衰落深度一般指信号电平低于中值的分贝数。在视线传播中, 多指信号电平低于自由空间电平的分贝数。这种意义下的衰落深度都是随机量。有时, 衰落深度也被定义为分布概率分别为 50% 和 10% 的电平间的分贝数之差, 在这种情况下它在给定的统计时间内为某一确定数值。

衰落率

fading rate

衰落率, 一般指在单位时间内, 信号幅

度自下而上通过某给定值的次数。有时也提到最大衰落率, 它是单位时间内, 信号幅度达到峰值的次数。在视线电路中, 衰落率一般较小; 但当大气层结引起的多径衰落发生时, 衰落率也可能较大。在对流层散射电路中, 衰落率一般与频率、风速、散射角和天线波束宽度有关, 大体说来, 在各种距离上, 中值电平处的衰落率在超短波较低频段上约为每秒百分之几次到几次, 在超短波较高频段上约为每秒十分之几次到几十次。衰落率是数字通信所需重要参数之一。

衰落持续时间

duration of fading

信号幅度掉到某给定值之下的持续时间, 称衰落持续时间。它是一个随机量, 一般应用分布函数描述; 但是, 为了有个平均量度, 有时考虑平均衰落持续时间, 它是在给定的统计时间内, 信号幅度掉到某给定值之下的持续时间的平均值。在对流层散射电路中, 中值电平处的平均衰落持续时间, 在超短波较低频段约为几秒到几十秒, 在超短波较高频段约为百分之几秒到几秒。衰落持续时间对数字通信来说是一个必要的参量。

衰落速度

rapidity of fading

通常指正弦连续信号幅度(不涉及相位)随时间起伏的频繁程度。衰落速度与包络随时间变化率有密切关系, 有时将衰落速度 S 定义为包络斜率的绝对值对时间取统计平均, 再除以包络的时间平均, 即

$$S = \left(-\frac{1}{\bar{v}} \right) \left| \overline{\frac{dv}{dt}} \right|$$

式中 v 为正弦信号受衰落后的包络, t 为时间, 表示对时间平均。在短波电离层传播情况, $\left| \frac{dv}{dt} \right|$ 通常为几 dB/秒的量级。

采用“衰落率”或“衰落带宽”表示衰落速度更为常见, 此时单位用次/秒。

衰落频谱

fading spectrum

纯正弦信号遭受传播衰落时,其随时间起伏的幅度(包络),取时间自相关后对应的频谱称为信号的衰落频谱,表为 $G(f)$,它反映了传播特性的一个方面。一般信号遭受传播衰落的大致情况可由衰落频谱推知。

衰落频谱是起伏包络频谱绝对值平方的时间平均。因此衰落信号中频率在 f 至 $f+df$ 的成分具有的平均功率是 $G(f)df$ 。 $f=0$ 与传播的正弦频率相对应。 $G(f)$ 是偶函数,即衰落频谱具有与调幅正弦波的调制频谱类似的对称性。

衰落带宽

fading bandwidth

当衰落频谱为 $G(f)$ 时, $(f-\bar{f})^2$ 以谱加权的均方根值称为衰落带宽(f_s),即

$$f_s = \sqrt{\frac{\int_{-\infty}^{\infty} (f-\bar{f})^2 G(f) df}{\int_{-\infty}^{\infty} G(f) df}}$$

式中 \bar{f} 为

$$\bar{f} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} f G(f) df}{\int_{-\infty}^{\infty} G(f) df}$$

即 f 以谱加权的均值。

衰落带宽表示包络随时间变化的迅速程度;由于“衰落频谱”不包含衰落正弦波相位起伏的影响,衰落带宽仅仅是包络变化特性的统计量,它通常略小于考虑相位起伏影响的“信道衰落带宽”。瑞利衰落模型下,衰落带宽约等于0.67倍“平均衰落率”。

对数正态分布

normal logarithmic distribution

随机变量的对数服从正态分布时,称该变量服从对数正态分布。相应的概率密度和分布函数分别为

$$p(x) = (\sqrt{2\pi}\sigma x)^{-1} e^{-(\ln x - a)^2 / (2\sigma^2)}$$

和

$$P(x' < x) = \frac{1}{2} \left\{ 1 + \Phi \left(\frac{\ln x - a}{\sqrt{2}\sigma} \right) \right\}$$

其中 x' 为随机变量, x 为给定值, a 为变量 $\ln x'$ 的平均值, σ 为 $\ln x'$ 的标准偏差, $\Phi(z)$ 为概率积分。

克服衰落的方法

method for reducing fade

克服衰落的方法一般要根据衰落起因及特性而定。在视线电路上,首先是要把天线摆在适当的高度范围,从而留出适当的路径空隙,保证在严重的次折射和负折射条件下也不致有大的绕射衰落。其次,要通过合理地选择电路、恰当地确定天线高度及其它措施,避免和抑制地反射,以防地反射衰落。选择电路时,应尽可能避开水区,利用陆区,避开平坦地面,利用粗糙地面和茂密森林。确定天线高度时,应尽可能让反射点离开水面和平坦地段而移到陆地特别是粗糙地段和茂密森林地段;利用高低不同的天线将不利的地反射出现的场合限制到最少或可控范围;利用合适地形、球形地面扩散效应阻挡或抑制地反射。也可用适当的防反射天线抑制地反射。当以上方法难以实现或还不足以抑制地反射衰落到足够程度时,则需用分集接收来解决。至于大气层结引起的多径衰落,必要时只能用分集接收来解决。在对流层散射电路上,由于多径传输无法避免和抑制,一般的也是有效的方法是分集接收,也可以考虑某些自适应接收方法(包括时间自适应、频率自适应、角度自适应及相位均衡等技术)。在短波电离层传播中,常用的方法是适当选择工作频率和进行分集接收。

相关函数

correlation function

一定域上两点的两随机变量各自相对于

平均值的变化的乘积的平均值,一般说是一函数,称相关函数。此函数与两变量标准偏差的乘积之比,称相关系数,或归一化相关函数。在实用中,有时也称相关系数为相关函数。当随机变量在定义域上广义平稳时,相关函数仅与点间距离有关。无线电信号的相关函数常按随机变量是复包络还是幅度等而分复包络(或传输函数)相关函数和幅度(或实包络)相关函数等,也按相关函数定义域是空间还是频率还是时间还是角度等而分空间相关函数、频率相关函数、时间相关(自相关)函数和角相关函数等。这类相关函数对确定分集间隔、容许传输带宽、衰落带宽、天线口径容限等参数,考虑最佳接收方式与系统传输性能,以及分析传输介质结构等都很有用。

容许传输带宽

transmissible bandwidth

信号通过衰落信道后,各个不同频率有不同的衰落,即不同频率分量的幅度不一致,这种幅-频不一致度以某种给定的概率不超过某给定值的频带宽度称为信道的容许传输带宽。它主要受多径延时限制,同时也与容许失真度有关。一般说,它既与有效延时宽度的倒数或相关带宽即频率相关函数的给定值点成比例,同时也是要求的幅-频不一致度及相应概率的函数。但是,实用中常取一平均量度,它仅与有效延时宽度的倒数或相关带宽成比例。在对流层散射电路上,当天线波束足够尖锐时,此值与距离、散射角和波束宽度三者的乘积成反比。一般说,对流层散射电路的容许传输带宽约为数百千赫至几兆赫;视线电路容许传输带宽相当宽,实用系统尚未发现受到限制。

衰落信道

fading channel

信道对信号的传输特性如果随时间而随机变化,这种信道称衰落信道或变参信道,以

区别于传输特性不随时间而变的恒参信道。

衰落信道包括传输时延只有一个的“时变信道”和传输时延有多个的“时变时延散布信道”。后者有时也称为“选择性衰落信道”或“衰落多径信道”。最简单的衰落信道是“高斯信道”。纯正弦波通过衰落信道变为有随机调幅调相的处于窄带内的许多正弦波。一般的无线电波传播信道都是衰落信道。衰落信道的一般特性需要用随机的时变、色散线性滤波器理论加以描述。

时变时延散布信道

time-varying channel with delay spread

它可全面概括无线电波传播信道,是信道的完整理论模型,也称“选择性衰落信道”或“衰落多径信道”。凡信道有多条不同传播时延的传输路径(时延散布),每种时延的传输特性又各自随时间而随机的变化(时变),都可当作此信道。纯正弦波通过这种信道,变为多个时延不同的随机调幅调相正弦波。如信道仅有一种时延(时变信道),不同频率的正弦波所受的随机调幅调相,相关性一般为1;如信道有多时延(时变时延散布信道),相关性将随正弦波频率间隔增大而下降。即输入为 $a \sin \omega t$ 时,则输出有

$$\sum_i \tilde{a}(\tau_i, t) \sin[\omega t + \tilde{\varphi}(\tau_i, t)] \\ = \begin{cases} \tilde{A}(t) \sin(\omega t + \tilde{\Phi}(t)) & (\text{当 } i = 1 \text{ 时}) \\ \tilde{A}(t, \omega) \sin(\omega t + \tilde{\Phi}(t, \omega)) & (\text{当 } i > 1 \text{ 时}) \end{cases}$$

式中 a, ω 分别为纯正弦波幅度和角频率(是常数); τ 表示信道的传输时延; i 是时延的序号(i 总量可以很大); \sim 表示随机量。

一般形式的信号通过这种信道所受的影响平均说来是:信道的时变性使输入信号频谱中每根谱线都扩展为相应的窄频带;时延散布性则使信号频谱各部分受到“选择性衰落”。

高斯信道

Gaussian channel

纯正弦波通过“衰落信道”，受到随机调幅调相，即变成了窄带信号。假设用频率等于正弦波频率、相位彼此差 90° 的两个本振信号分别与此窄带信号相乘，则可以将此窄带信号分解成两个随机时间信号。当分解得的两个时间信号都服从高斯分布时，才称正弦波所通过的衰落信道为高斯信道。纯正弦波通过高斯信道后其幅度服从雷来分布或广义雷来分布。对流层散射、电离层散射、短波电离层传播等在较多场合具有高斯信道特性。

广义平稳不相关散射信道

wide-sense stationary uncorrelated scattering channel (WSSUS channel)

通常用随机的“时变传输函数” $\hat{T}(f, t)$ 来描述信道随时间、频率而随机变化的传输特性。它的时间频率自相关函数为

$$\rho_{\hat{T}, \hat{T}}(t, \nu) = \overline{\hat{T}(f, t) \hat{T}^*(f - \nu, t - \tau)}$$

式中 f, t 分别为频率与时间； ν, τ 分别为频率间隔与时延；“—”表示统计全域平均；“*”为共轭。如与 t 无关，即 $\rho_{\hat{T}, \hat{T}}(\tau, \nu) \equiv \rho_{\hat{T}}(\tau, \nu)$ ，则称信道是“广义平稳(WSS)”的；如与 f 无关即 $\rho_{\hat{T}, \hat{T}}(\tau, \nu) \equiv \rho_{\hat{T}}(\tau, \nu)$ 则称信道是“不相关散射(US)”的；如与 t, f 均无关即 $\rho_{\hat{T}, \hat{T}}(\tau, \nu) \equiv \rho(\tau, \nu)$ 则称信道是“广义平稳不相关散射”的。（“不相关散射”意味着频率域广义平稳）。因此这种信道的二阶统计特性将与统计的具体时间、具体频率无关。短波电离层传播、对流层散射、火箭喷焰传播等在一定条件下均可看作广义平稳不相关散射信道。

信道散射函数

scattering function of channel

它是“广义平稳不相关散射信道”传输特性的二阶统计表示。形式上，它是时延 τ 和多卜勒频移 ν 的二维平均功率谱 $s(\tau, \nu)$ ，

综合地表示了信道的“时延散布”和“多卜勒散布”特征。假如信道输入单位功率且时间域频率域均为无穷窄的信号，则 $s(\tau, \nu)d\tau d\nu$ 表示信道输出中时延为 $\tau \sim \tau + d\tau$ 、多卜勒频移为 $\nu \sim \nu + d\nu$ 的信号平均功率（或传输比）。一般形式的信号通过信道后的情况，则可用信号模糊函数与散射函数作积分运算得到。

散射函数的测量、研究和利用，在雷达天文学、雷达目标识别、自动检测、最佳接收等领域中有重要应用。

多卜勒散射函数

Doppler scattering function

信道的时变性使输出信号具有输入频谱中不存在的寄生谱分量。当输入纯正弦波时，输出的随机调幅调相正弦波具有的平均功率谱定量的表明了各寄生谱分量的强度分布情况，称为多卜勒散射函数，是信道时变性的统计度量。有时它也称为多卜勒频谱或速度散射函数，用以表示寄生谱分量来源于信道中运动散射体造成的多卜勒频移。

“广义平稳不相关散射信道”的多卜勒散射函数与输入信道的正弦波频率无关。它等于信道输出的复包络（考虑调相的包络）时间自相关函数的傅里叶变换，也等于散射函数 $s(\tau, \nu)$ 对时延变量 τ 的积分

$$\int_{-\infty}^{\infty} s(\tau, \nu) d\tau.$$

多径散布谱

multipath spread spectrum

多径信道具有多条不同传播时延的传输路径。当多径信道输入一个时间上极窄的脉冲后，输出变为散布在时间上的多个不同幅度的脉冲（它们在时间上可以相互交叠也可不交叠）。如信道同时为衰落信道；则此多个脉冲幅度还随机的变化着。此时，不同时延的信号分量具有的平均功率构成了时延谱，表示此信道多径时延散布的统计特征，称为

多径散布谱。在雷达天文学中,时延即目标纵深距离与光速之比,所以也称为距离散射函数。广义平稳不相关散射信道的多径散布谱等于散射函数 $s(\tau, \nu)$ 对多卜勒频率 ν 的积分 $\int_{-\infty}^{\infty} s(\tau, \nu) d\nu$, 也等于时延为 τ 处脉冲的平均功率, 并且此时不同时延处脉冲的幅度起伏是互不相关的。

多径散布

multipath spread

它有两种含义: (1) 指多径传输最大传输时延与最小时延之差; (2) 指“多径散布谱” $D(\tau)$ 的均方根宽度 (M), 即

$$M = \sqrt{\frac{\int_{-\infty}^{\infty} (\tau - \bar{\tau})^2 D(\tau) d\tau}{\int_{-\infty}^{\infty} D(\tau) d\tau}}$$

式中平均时延

$$\bar{\tau} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \tau D(\tau) d\tau}{\int_{-\infty}^{\infty} D(\tau) d\tau}$$

“多径散布”也称为“多径散布参数”或“时延散布”。它表示信道“多径散布谱”的尖锐度和时延散布剧烈程度。 M 越小, 谱越尖锐, 时延散布越轻微, 信道容许传输的不失真频带越宽。

若干信道的多径散布(量级)

短波电离层传播(一般条件下)	$10^{-4} \sim 10^{-2}$ 秒
(“急剧衰落”时)	$10^{-3} \sim 10^{-2}$ 秒
甚高频电离层前向散射	10^{-4} 秒
超高频对流层散射	10^{-6} 秒
火箭喷焰传播	$10^{-4} \sim 10^{-5}$ 秒
卫星与飞机视线传播(低仰角时)	10^{-6} 秒
天线无束宽限制时, 低电离层不相干电子散射	10^{-2} 秒

多卜勒散布

Doppler spread

它有两种含义: (1) 当信道输入纯正弦波时, 指输出信号频谱中最高频率与最低频率分量之差; (2) 指多卜勒散射函数 $D_1(\nu)$ 的均方根宽度 (D), 即

$$D = \sqrt{\frac{\int_{-\infty}^{\infty} (\nu - \bar{\nu})^2 D_1(\nu) d\nu}{\int_{-\infty}^{\infty} D_1(\nu) d\nu}}$$

式中平均多卜勒频率 $\bar{\nu}$ 为

$$\bar{\nu} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \nu D_1(\nu) d\nu}{\int_{-\infty}^{\infty} D_1(\nu) d\nu}$$

多卜勒散布有时也称“多卜勒散布参数”或“信道衰落带宽”, 它与(信号)衰落带宽主要不同在于还考虑了信道引起的相位起伏。 D 越小, 表明信道传输特性的时变越轻缓, “多卜勒散射函数”越尖锐, 对信号频谱各谱线的寄生扩展越小。

若干信道的多卜勒散布(量级)

短波电离层传播(一般条件下)	$10^{-1} \sim 1$ 赫
(“急剧衰落”时)	$10 \sim 100$ 赫
甚高频电离层前向散射	10 赫
超高频对流层散射	10 赫
火箭喷焰传播	10^3 赫
$0 \sim 1500$ 公里电离层不相干电子散射	10^4 赫

扩散函数

spread function

在有多种选择性的衰落信道中, 可能使一个窄的发射脉冲变成一个宽的接收脉冲, 一个单一的发射频率变成一串接收频率, 也可能到达接收点的射线来自多个方向, 这类现象叫做扩散。描述传输能量在时间、频率和空间上的这种扩散的函数, 即扩散函数, 它一般是延时、频移和角度三维空间中的功率分布密度。分别考虑时间、频率和角度上的扩散时, 相应的函数是时间扩散函数、频率扩散函数和角扩散函数, 通常分别称延时谱、频移谱和角谱, 分别为延时、频移和角度的函数。扩散与衰落相互关联。有包络随时间的变化, 必有附加频率产生, 因而, 有时选择性衰落必有频率扩散。类似地, 有频率选择性衰落必有时间扩散, 有空间选择性必有角扩散。反过来说也一样。与此相应, 扩

散函数与复包络相关函数互为傅里叶变换。作用也与相关函数一样,对最佳接收,系统传输性能估计及传输介质特性分析等方面来说都很有用。

信道相关时间

correlated time of channel

纯正弦波通过衰落信道,输出信号复包络(考虑相位起伏的复数形式包络)时间自相关函数的相关半径,称为该衰落信道的相关时间。对于广义平稳不相关散射信道,它与正弦波频率无关。信道相关时间反映了信道对传输信号时间起伏的统计状况。任何时间信号如总长度甚小于信道相关时间,输出波形不随时间而变。信道相关时间为“多卜勒散布”的倒数。无衰落的“恒参信道”,可认为相关时间为无限大。

信道相关时间与“信道相关带宽”独立地各表示信道传输能力的一个侧面,是信道传输特性最重要的两个基本量。

信道相关带宽

correlated bandwidth of channel

对给定的信道,当传送不同频率的正弦波时,输出信号复包络的在频率域上的相关函数(时延都等于零时),其相关半径称为此信道的相关带宽,它是信道传输信号带宽能力的统计度量。如输入信号的带宽甚小于信道相关带宽,则输出信号频谱中,谱分量间幅度与相位关系是确定的(不同时间可以有不同的常数因子)。

信道相关带宽是“多径散布”的倒数。在只有一种传播时延的衰落信道中,可认为相关带宽等于无限大。

信道相关带宽与“信道相关时间”独立地各表示信道传输能力的一个侧面,是信道传输特性最重要的两个基本量。

信道散布因子

spread factor of channel

它是信道的“多卜勒散布”与“多径散

布”的乘积,即信道“相关时间”与“相关带宽”乘积的倒数。信道传输条件越好则散布因子越小。信道散布因子为无量纲的量。

若干信道的散布因子

短波电离层传播(一般条件下)	$10^{-5} \sim 10^{-2}$
(“急剧衰落”时)	$10^{-2} \sim 1$
甚高频电离层前向散射	10^{-3}
超高频对流层散射	10^{-5}
火箭喷焰传播	$10^{-1} \sim 10^{-2}$
雷达观察月球(400兆赫)	10^{-1}
雷达观察火星(400兆赫)	10
电离层不相干电子散射(0~1500公里, 天线无束宽限制)	10^2

弱散布信道与强散布信道

underspread channel and overspread channel

衰落信道依其“散布因子”小于1或大于1,分为弱散布信道与强散布信道。对于弱散布信道有较成熟的测量和处理方法,处理强散布信道困难较大。对弱散布信道,只要时间域平稳成立(“广义平稳信道”,适当选取统计时间长度移去慢衰落对快衰落的影响后,往往可满足此条件),可当作“广义平稳不相关散射信道”处理。大部分无线电波传播信道属于弱散布信道,参见“信道散布因子”。

宇宙噪声

cosmic noise

宇宙噪声是指宇宙空间的射电源所辐射而传到地球的电磁波。主要是从银河和太阳发出的。噪声具有很宽的频谱。噪声强度与频率成反比。但是,对低于30兆赫的频段,由于电离层的反射和散射作用,宇宙噪声电平通常低于大气噪声电平。因此,实际上在地面上观测到的宇宙噪声,一般是在30兆赫以上的噪声。宇宙噪声是确定米波段接收所需最低场强的因素。通过噪声的观测研究,可以了解电离层的变化。例如,观测射电源辐射信号的闪烁现象,可以了解电离层中的漂移运动,可用来研究核爆炸所产生的附加

电离区。

雷电辐射

radiation of lightening discharge

雷电辐射又叫天电 (atmospherics), 是雷闪放电所辐射的电磁脉冲, 雷闪放电的机理较复杂, 简单地说, 一次雷闪放电可分为先导放电与主放电两阶段。先导放电是重复频率约为 $10\sim 40$ 千赫的一些短脉冲, 其峰值电流约为几百安培, 总持续时间约为 1 毫秒, 辐射频谱的最大值在 30 千赫左右。接着是主放电, 其脉冲峰值电流可高达几万至几十万安培, 但持续时间只有 $100\sim 200$ 微秒, 辐射频谱的最大值在 5 千赫左右。因此, 雷闪放电是一种自然的大功率宽频带无线电脉冲的辐射源, 其峰值辐射功率可达 10^6 兆瓦量级, 频谱由几赫至几十兆赫; 但能量主要集中于低频以下各波段。

雷电辐射常常是对无线电系统产生严重干扰的大气噪声的主要来源, 但又可利用这个自然辐射源研究电波传播和电离层结构。特别是在甚低频与极低频频段, 人工发射系统非常庞大昂贵, 而且难于实现宽频带的发射, 故利用雷电辐射已成为一种重要的研究手段。同时, 气象研究中早就开展的雷暴中心定位与跟踪, 就需要收测雷电的电磁脉冲辐射。

天电

atmospherics

即“雷电辐射”。

大气噪声

atmospheric noise

大气噪声又称天电干扰, 它主要来源于雷电辐射, 地球上任一点的大气噪声为世界性雷电与本地雷电辐射场的叠加, 世界雷电活动有一定的地理分布, 热带较多极区很少, 印尼、中南美与赤道非洲是三大雷电活动中心, 从时间来说, 一般夏季较多较强, 冬季较少较弱, 而本地雷电又多在傍晚发生。在

雷电近区, 其辐射频谱很宽, 最大值在 5 千赫左右。在远区, 由于传播衰减, 频谱向低频段压缩, 但出现两个最大值, 分别在 1 千赫以下和 $7\sim 20$ 千赫之间, 最小值在 4 千赫左右。大气噪声主要对低频以下各波段无线电系统产生干扰, 但本地雷电, 特别是在热带地区对中、短波也会产生明显的影响。

大气噪声是大量的在不同地方产生的雷电辐射的总结果, 通常用单位带宽的噪声电平统计值表示, 它除与频率有关外, 还与地区、季节、昼夜时间、太阳活动性以及气象条件等有关。

天电干扰

atmospheric interference

即“大气噪声”。

射电天文学

radio astronomy

射电天文学是天文学的一个分支, 它利用射电望远镜接收来自天体及背景的射电, 研究天文物理现象和探测宇宙。射电天文学使用的波段是无线电波段, 波长从毫米到 10 多米; 光学天文学使用的是可见光波段, 波长从 4000 到 8000 埃。这是地球大气对电磁波传播的两个窗口。在地面上, 由于受地球大气衰减, 吸收和反射的限制, 也只能在这两个波段进行天文观测, 故有射电天文学与光学天文学之分。在地球以外 (如人造卫星上) 进行天文观测, 原则上可以利用电磁波的整个波段。

射电天文学的研究对于认识宇宙的结构和起源, 特别是对于极远距离上的空间研究具有重大意义。此外, 实用上对于无线电通信, 雷达定位以及大气结构的研究都有密切关系。

射电源

radio source

发射无线电波的天体和星际物质称为射电源, 如太阳、月亮、行星、仙后座和星云

等都是射电源,就地球上接收到的能流密度而论,太阳是最强的射电源,在米波和分米波段,能流密度分别达 10^{-18} 瓦/米²·赫和 10^{-19} 瓦/米²·赫。随着射电望远镜的不断改进和宇航事业的发展,新的射电源不断被发现。已发现的射电源有表可查,表中载有射电源的名称,天文坐标以及在某频率上的辐射能流密度。

太阳射电中心

solar radio center

太阳是个具有显著线度的射电源,太阳圆面对地面观测者的张角是 $32'$ (角分)左右,如果天线半功率角宽度大于 1° ,那么可以把射电太阳看成是位于圆面上某点的等效点源,这个点源所在的位置称为太阳的射电中心。太阳圆面上各处的射电强度是不一样的,所以射电中心通常不与太阳圆面的几何中心重合,两者之间有某种程度的偏移,称为射电中心偏移。在不同的波长上偏移的大小很不一致。在厘米波段内,射电中心对太

阳圆面几何中心的偏离,小的约为 $20''$ (角秒),大的达 $10'$ (角分)以上,它与太阳黑子的存在和活动有密切关系。

射电望远镜

radio telescope

射电望远镜是接收宇宙射电源辐射的无线电设备,是射电天文观测中的基本仪器。它由天线、接收机和记录仪组成,现代射电望远镜还配有实时处理观测数据的电子计算机。

为了接收很微弱的射电信号以及取得很高的角度分辨率,故天线尺寸很大,有的抛物面天线直径可达百米以上。有的天线可以在两个坐标上转动,有的则在一个坐标上(一般是在赤纬坐标上)旋转,有的则是固定式的,但通过移动反射器中的馈电器或改变相位等方法使天线波束能产生一定程度的旋转。接收机一般是高灵敏度、高稳定度的超外差式接收机。

天 线

一、天线基础

天线

antenna; aerial

用金属导线、金属面或其它介质材料构成一定形状、架设在一定空间, 将从发射机馈给的射频电能转换为向空间辐射的电磁波能, 或把在空间传播的电磁波能转化为射频电能并输送到接收机的装置, 称为天线。前者称为发射天线, 后者称为接收天线。所以, 天线是一个射频电能与电磁波能的能量交换装置。

天线是无线电设备的重要组成部分。采用高质量、强方向性的天线, 可以大大节省发射机的功率或降低对接收设备的要求, 提高抗干扰性。利用天线的某些方向图特性才有可能完成如测向、导航、雷达定位和定向通信等任务。

天线的形式很多, 它可按用途、波段、激励方式、外形、方向性等进行分类。

天线特性可由若干参数如方向性系数、半功率点宽度、效率、副瓣电平、增益系数、输入阻抗、辐射电阻、有效长度和噪声温度等来表征。

天线互易定理

reciprocity theorem for antenna

设有两个任意相同或不同的天线1及2, 任意安放在两个地方。将电动势 E_1 加到天线1的输入端上, 此时在天线2的输入端就出现电流 I_{21} ; 反之, 将电动势 E_1 激励天线2, 则在天线1输入端产生电流 I_{12} , 如果媒质为线性、均匀和各向同性且天线本身

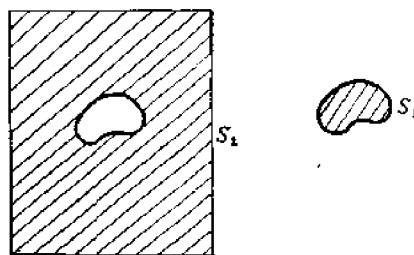
不含有源元件, 则 I_{12} 应等于 I_{21} 。所以天线系统1、2好像是对称的四端网络。它说明发射天线和接收天线具有可逆性, 这就使我们能根据天线用作发射时的数据来确定它用作接收时的性能, 反之亦然。这个原理就称为互易定理。

根据互易定理可以证明: (1) 天线输入阻抗在发射或接收时相同; (2) 天线的方向性在发射或接收时相同; (3) 天线的有效长度在发射或接收时相同。

巴比伦原理

Babinet's principle

将一个很大的屏, 挖去一块, 于是挖出的和被挖的两者成为对波起绕射作用的互补屏, 如图 S_1 和 S_2 所示。巴比伦原理指出:



对同一波源分别以 S_1 和 S_2 为障碍时的绕射场之和等于完全没有屏障时该波源在同一地点的辐射场。由于电磁波是矢量波, 所以, 在这一原理还应该包含对偶原理(又称二重性原理)。对偶原理是指把电偶极子换成磁偶极子时, 前者的电场强度乘以一个常数就是后者的磁场强度; 前者的磁场强度除以同一常数并使其反向就是后者的电场强度。这个常数决定于介质的电磁参数。如用 S_1 作电

偶极子辐射的绕射屏,用 S_2 作磁偶极子辐射的绕射屏,则两者的绕射场遵守对偶原理。在某一点两者绕射场的矢量和等于完全没有屏障时电偶极子在同一点的辐射场。这就是适用于电磁波绕射的巴比伦原理。这一原理在研究缝隙天线时很有用。

天线方向图

antenna pattern

天线的辐射电磁场在固定距离上随空间角坐标(θ, φ)分布的图形,称为天线方向图,也叫做天线波瓣图或辐射方向图。天线方向图用辐射功率密度表达的称为功率方向图,用辐射场强表达的称为场强方向图。在天线方向图中,如果令空间方向图最大值等于一,就叫做归一化方向图。天线方向图是空间立体模型,但通常用两维平面方向图来描绘。在线极化情况下,当选用与电场极化平行的平面来描绘时就叫 E 面方向图,而选用与电场极化垂直的平面来描绘时就叫 H 面方向图。对架设在地面上的天线还采用水平面方向图(与大地平行)和垂直面方向图(与大地垂直)来描绘其方向特性。平面方向图多用直角坐标系或极坐标系表示。

天线辐射方向图

radiation pattern

见“天线方向图”。

天线波瓣方向图

antenna lobe pattern

见“天线方向图”。

场强方向图

field strength pattern

见“天线方向图”。

功率方向图

power radiation pattern

见“天线方向图”。

归一化方向图

normalized radiation pattern

见“天线方向图”。

主 E 面方向图

E -plane radiation pattern

见“天线方向图”。

主 H 面方向图

H -plane radiation pattern

见“天线方向图”。

垂直面方向图

elevation radiation pattern

见“天线方向图”。

水平面方向图

horizontal radiation pattern

见“天线方向图”。

天线波束

beam of an antenna

天线辐射方向图的主波瓣叫做天线波束。如类似于探照灯光束的笔形波束,类似于扇面的扇形波束,以及为了某种目的而须具有的特殊形状的波束。

天线主瓣

antenna main lobe; antenna major lobe

包含所需最大辐射方向的辐射波瓣叫天线主瓣,在某些天线里也可能存在几个主瓣。

天线旁瓣

antenna sidelobe; antenna minor lobe

天线旁瓣是指天线方向图中主瓣以外的波瓣,也叫副瓣或边瓣。根据旁瓣靠近主瓣的位置不同,分别称为第一旁瓣、第二旁瓣、近旁瓣或远旁瓣,与主瓣相反方向上的旁瓣就叫做后瓣。由于旁瓣可使能量从不希望的方向进入天线,因而引起许多问题。如被旁瓣照射的地面回波将会淹没主瓣内截面小的目标的雷达回波;周围的干扰信号可能从天线旁瓣进入接收系统等。旁瓣电平高也会增大天线噪声温度。

天线副瓣

antenna sidelobe

即“天线旁瓣”。

天线后瓣

antenna backlobe

见“天线旁瓣”。

天线波束宽度

antenna beamwidth

天线波束宽度是天线主瓣的角度范围。在包含波束最大值方向的平面内, 辐射强度是波束最大值的一半或十分之一的两个方向之间的角度, 分别称为三分贝宽度和十分贝宽度。有时也有用主瓣的最小点(零点)之间的角度来描述的, 称为零点宽度。无特别说明时, 习惯上天线波束宽度都用三分贝波束宽度, 也叫半功率波束宽度。天线波束宽度与天线形状、尺寸、工作波长、口径幅度相位分布等密切有关, 这是天线的一个重要参数, 通常可作为角度分辨力的度量。

旁瓣电平

sidelobe level

旁瓣电平是旁瓣的峰值相对于主瓣峰值的电平, 一般以负分贝数表示。

方向性系数

directivity

不同的天线具有不同的方向图, 方向性系数是方向图最大值方向增益值, 通常用 D 表示。方向性系数是表示辐射集中程度(即方向图主瓣的尖锐程度)的一个参数。

通常以理想的各向同性天线作为比较的标准。天线在空间的各个方向上的辐射强度相等, 亦即其方向图为一个球体。

方向性系数表示: 在接收点产生相等电场强度的条件下, 各向同性天线的总辐射功率为 $P_{\Sigma 0}$, 应比定向天线总辐射功率 P_{Σ} 提高多少倍即

$$D = \frac{P_{\Sigma 0}}{P_{\Sigma}} \quad (\text{相同电场强度})$$

对于长波和中波天线, D 值为几到几十, 短波天线的 D 值可达数百; 在米波范围内, D 值为几十到几百, 而在厘米波段, D 值可达几千、几万, 甚至几十万。

超方向性系数

superdirectivity

天线的方向性系数, 超过该天线按其口径面积和在最大辐射强度方向上是同相相加的激励所计算的方向性系数的数值, 称为超方向性系数。可以做成具有超方向性系数的天线, 但这时天线周围有着很强的电抗性储能场, 因此, 频带极窄, 辐射效率也很低, 而无实用价值。

天线效率

antenna efficiency

所谓天线效率(η_A)是指天线辐射功率 P_{Σ} 对天线输入功率 P_A 的比值, 即

$$\eta_A = \frac{P_{\Sigma}}{P_A}$$

输入功率中包括辐射功率和损耗功率, 而损耗功率包括天线结构上及其附近金属物体, 绝缘物体和地面的损耗等。

超长波和长波天线的损耗功率是较大的, 它们主要来自地面, 故若无良好的地网, 这类天线的效率可以很低。随着波长减短, 天线的效率一般可以提高。

口径照射效率

aperture-illumination efficiency

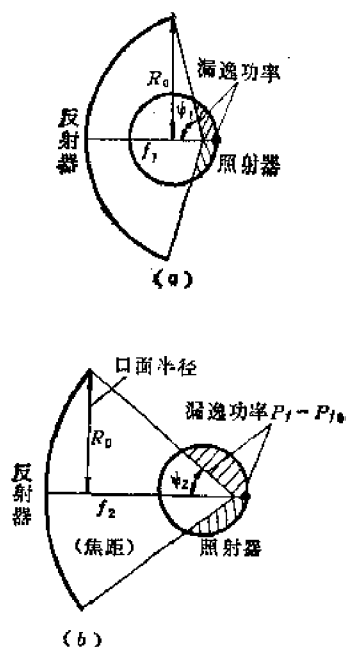
抛物面天线照射器所辐射的功率有一部分从反射器的边缘漏出, 称为漏逸功率, 它不被反射器所聚焦, 因此存在着口径照射效率问题。

口径照射效率可用下式表示

$$\eta_A = \frac{\text{投射到反射器上的功率}}{\text{照射器所辐射的功率}} = \frac{P_{t0}}{P_t} \\ = 1 - \cos^{m+1} \psi$$

其中, ψ 为张角, m 为照射器方向图参数。

所以 η_A 与照射器方向图及张角 ψ (或比值 R_0/f) 有关。当照射器方向图已定时, 漏逸功率随比值 R_0/f 的减小(或张角 ψ 减小)而增大, 而口径照射效率就降低(见下图)。



不同张角的口径照射效率

口径阻挡

aperture blockage

天线口径面前方有电磁波的障碍物妨碍电磁波的辐射,这就叫天线的口径阻挡。这些障碍物,在抛物面天线中是指馈电器、馈线及支架;卡塞格伦天线中是指副反射器及支杆。而不完全透明的介质天线罩,也会产生阻挡。阻挡将降低天线效率,提高旁瓣电平,带来一些不良影响。因此在天线设计中常采取措施缩小或消除这一影响。例如在使用单一极化的双反射器天线中,可采用极化扭转技术,使电磁波能穿透副反射器,从而大大减小口径阻挡的影响。

漏失

spillover

在反射器天线和透镜天线中,馈电器的方向图不可能是理想的,因此,馈电器辐射的功率有部分未被反射器和透镜截获,这就是漏失。因有漏失功率,所以降低了天线效率,因此,在天线设计中必须设法降低漏失。在双反射器天线中除了馈电器对副反射器有

漏失存在外,功率经副反射器反射到主反射器时也有漏失存在。

天线增益

antenna gain

在给定方向上产生相等辐射场强时,一个无损耗的各向同性辐射器的总输入功率 P_{A0} (即辐射功率 $P_{A0}=P_{\Sigma 0}$)与该天线的总输入功率 P_A 之比,就叫做天线增益,也称功率增益。天线增益一般用 G 表示,如无说明,通常是指天线主瓣峰值方向上的增益。

因为天线的效率为 $\eta_A = \frac{P_{\Sigma}}{P_A}$,天线方向性系数为 $D = \frac{P_{\Sigma 0}}{P_{\Sigma}}$,所以天线增益为 $G = \frac{P_{\Sigma 0}}{P_A} = \eta_A D$ 。可见,增益是方向性系数和效率的积。

天线反射器表面精度

precision of the antenna reflector surface

反射器表面精度不良,面上各点误差不同,使得口面上各点相位不同,口面就不是等相位面,最大辐射方向的场强就要减弱,天线增益下降,旁瓣电平增高。

决定天线性能的是整个反射面的误差大小和分布,而不是某一点的误差。增益的降低面和误差均方值(误差的平方对整个口面的平均值)有关,而和个别点的误差最大值无关,因此重要的是要保持误差均方值在一定的范围内。

增益下降值用下式表示

$$\eta_s = \frac{G}{G_0} = e^{-\left(\frac{4\pi\varepsilon}{\lambda}\right)^2}$$

式中 G ——无误差时天线增益;

G_0 ——表面有误差时天线增益;

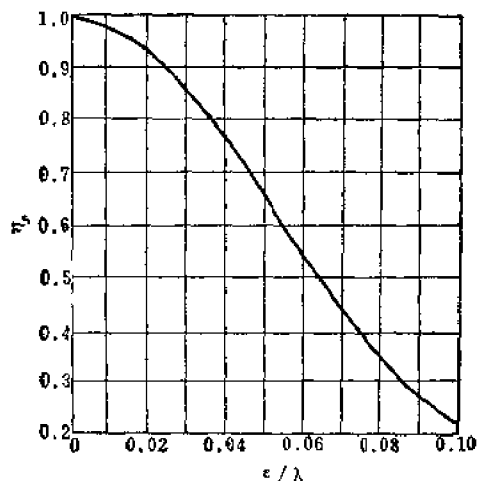
ε ——均方根平面误差;

λ ——波长。

反射器表面精度要求决定于增益的要求并考虑到加工条件。一般规定均方根误差为 $\varepsilon = \lambda/30$ 时,相当于增益损失15%。卫星

地面站天线有的规定 $\varepsilon = \lambda/60$ ，相当于增益损失 5%。

在反射器中心区域要求精度高，因这部分照射最强，影响最大，在边缘区要求精度可降低。



η_r 与 $\frac{\varepsilon}{\lambda}$ 的关系曲线

天线特性阻抗

characteristic impedance of antenna

如果将天线看作开路长线，用长线理论进行分析而得到的特性阻抗叫天线特性阻抗。在计算天线的输入阻抗时要用到它，但天线和长线不同，天线的分布参数是不均匀的，故其特性阻抗也就沿着天线的全长改变。一般是把天线的特性阻抗在全长范围内取平均值，这个平均值就是天线的平均特性阻抗。当输入天线功率给定时，天线上的电压与天线特性阻抗成正比，而天线的输入阻抗的频带宽度与其特性阻抗成反比。因此，为了展宽天线的频带宽度，降低大功率发射天线上的电压，通常都要采用低特性阻抗的天线。降低天线特性阻抗的办法就是加粗天线导体的直径，笼形天线就是一个例子。

输入阻抗

input impedance

天线的输入阻抗就是在馈电端所呈现的阻抗，它是馈电电压与馈电电流的比值，这

个比值通常是一个复数，其实数部分叫输入电阻，虚数部分叫做输入电抗。

通常把偶极天线当作开路的二线传输线，输入阻抗也用同样方法计算。输入电阻和输入电抗是随天线长度或波长的变化而变化的。但如果天线的直径愈大，天线长度与直径之比愈小，因而天线特性阻抗降低，则输入电阻与输入电抗随频率的变化愈缓慢，即天线的频带加宽了。

输入阻抗是天线的一个重要参数，在解决天线回路的调谐和匹配问题时，必须了解输入电阻和输入电抗的数值。

辐射电阻

radiation resistance

天线辐射的功率与天线上某一特定点的电流的有效值的平方之比，叫做辐射电阻。通常，是对电波波腹点而言。辐射电阻可以用下式表示：

$$P_z = I_A^2 R_z$$

式中 P_z ——天线辐射的功率；

I_A ——天线上某一特定点的电流（有效值）；

R_z ——辐射电阻，是一个等效电阻。

由此可见，从天线消耗的功率观点来看，辐射电阻与一般电路中的电阻概念是完全相似的。采用了辐射电阻的概念后，就可以简化天线有关的计算。

辐射电阻的大小决定于天线的尺寸、形状及馈源的波长。例如，赫芝偶极子（其电流是均匀分布的）的辐射电阻为 $R_z = 80\pi^2(h/\lambda)^2$ ，这里 h 为偶极子的有效长度，而 λ 为馈源的波长。因为发射天线的任务是辐射电磁能，所以在装置天线时总是适当地选择其尺寸和形状，使辐射电阻 R_z 尽可能大一些。当天线架得很高时，架设高度对辐射电阻影响不大，但高度低于 $\lambda/4$ 时辐射电阻将随高度的降低而迅速减小。

天线阻抗匹配

antenna impedance match

天线阻抗匹配就是天线输入阻抗等于与天线相连接的馈线的特性阻抗。如果天线阻抗匹配不好, 就会在馈线上产生驻波, 而导致辐射能量减少, 馈线功率容量降低, 甚至会牵动发射机的工作频率等。天线阻抗匹配可用天线输入端的反射系数或驻波比来衡量, 当反射系数为零或驻波比等于 1 时, 我们就说天线阻抗完全匹配了。

天线的极化

antenna polarization

天线的极化是指在观察的方向上, 它的辐射波的电场矢量所指的方向。例如, 当线天线垂直于地面时, 辐射波中的电场也垂直于地面, 因此对地面来说, 它是垂直极化的; 而当它平行于地面时, 辐射波的电场也平行于地面, 因此它是水平极化的。

以上两种都是线极化。此外, 有些天线可以产生圆极化或椭圆极化, 其电场矢量的末端在一圆周上或椭圆圆周上旋转, 因此这种天线也称旋转场天线。

极化平面

plane of polarization

包含极化椭圆的平面叫极化平面。

极化椭圆

polarization ellipse

空间中某一固定点上电场强度矢量端点的轨迹就叫极化椭圆。按极化椭圆的形状不同可将极化分为线极化、圆极化和椭圆极化等。

椭圆极化

elliptical polarization

如果在每一周期内, 电场矢量在垂直于电磁波传播方向的平面上的轨迹是一个椭圆, 该电磁波就称为椭圆极化波。

在天线技术中一般规定: 顺传播方向看去, 电场矢量旋转方向是顺时针的, 称为右

旋极化波; 如果旋转方向是反时针的, 称为左旋极化波。

椭圆极化波有几个重要参数。椭圆长短轴之比称为轴比; 左旋、右旋称为旋向; 椭圆长轴方向称为极化取向。

圆极化

circular polarization

如果在每一周期内, 电场矢量端点在垂直于电磁波传播方向平面内的轨迹是一个圆, 我们就称该电磁波为圆极化波。

圆极化是轴比为 1 的椭圆极化的特例, 也分左旋右旋两种。它有两种典型的应用: (1) 接收任意取向的极化; (2) 抑制大气内水滴对雷达站工作的干扰。

线极化

linearly polarized; linear polarization

如果在电磁波传播方向上的任意一点, 电场矢量始终在同一条直线上, 我们称这种电磁波为线极化波。

线极化可以看作椭圆极化的轴比等于零的情况, 也可以看成椭圆极化中两正交电场分量相位差为零或 2π 的整数倍的情况。

极化轴比

axial ratio

极化椭圆两个轴的比值称为轴比, 通常定义为长轴与短轴之比, 在这种定义下, 轴比大于 1, 轴比一般用电压比表示, 有时也用功率比表示, 或用分贝表示。

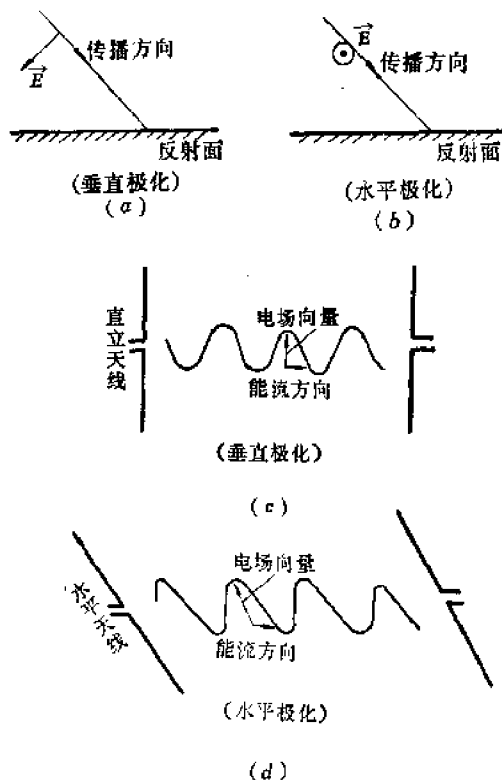
水平极化

horizontal polarization

电波的极化可分为线极化、圆极化和椭圆极化等。线极化又可分为水平极化与垂直极化两类。

在电波传播中, 通常以入射面(即包含电波射线与反射电波的反射面相垂直的平面)为准, 若电波的电场 \vec{E} 与入射面垂直, 则称为水平极化, 见图(b)。若电波的电场 \vec{E} 平行于入射面, 则称为垂直极化, 见图(a)。

但在天线工程中,常以水平面为准,把电场向量与地面垂直的,称为垂直极化,见图(c);而电场向量与地面平行的,称为水平极化,见图(d)。



垂直极化

vertical polarization

见“水平极化”。

交叉极化

cross polarization; orthogonal polarization

与某一参考极化成正交的极化叫交叉极化。交叉极化通常表示雷达天线在不希望的极化上辐射的功率,所以又称其为寄生极化。交叉极化使天线增益有所下降,在某些面上产生较大的寄生极化旁瓣。

极化匹配

polarization matching

接收天线的极化与入射平面波的极化相一致,称为极化匹配,则极化效率为1,两副天线间的功率传输最大,若极化不匹配,则有一附加的“极化耦合损耗”。

去极化

depolarization

去极化是指从参考极化到交叉极化的功率转换。

天线的Q值

Q of antenna

每一个具有集中参数的谐振电路中都有一个Q值,亦可用同样的方法来定义天线的Q值。即:

$$Q = \frac{\omega \varepsilon}{P}$$

式中, ω 为角频率; ε 为天线的总储藏能量; P 为天线上总损耗功率,包括辐射损耗、介质损耗及电阻损耗。

对于常用的自由空间半波振子,由上式可求得它的Q值为:

$$Q = \frac{W}{46.5}$$

式中 W 是天线的特性阻抗。

如同谐振电路一样,频带宽度是Q的倒数,所以Q值亦是说明天线带宽的一个重要特性。

天线谐振频率

antenna resonant frequency

使天线输入阻抗的电抗分量为零的频率称为天线谐振频率。

天线频带宽度

antenna bandwidth

天线频带宽度是指天线的主要性能参数如天线增益、波束宽度、输入阻抗、旁瓣电平满足设计要求的频率范围,因为天线的性能参数是随频率而变化的。

天线有效长度

effective length of antenna

对于线天线,其沿线各点的电流振幅不是均匀分布的(其分布与沿开路传输线的电流分布相近似),见图1。由于天线辐射的电磁波,是线上各点电流辐射的总合。为了衡量

线天线的辐射能力,常采用天线有效长度的概念。即设有一个电振子,其上的电流为均匀分布,其大小等于该实际天线的波腹电流(或馈电点电流)并且其在最大方向产生的场强,等于该实际天线在最大方向的场强,则该电振子的长度 l_e ,称为该实际天线的有效长度,见图2。有效长度是衡量长中波天线及某些长度较短的短波天线的辐射效能的一个参数。天线的辐射场强与天线的有效长度成

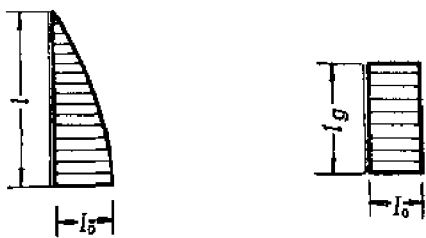


图1 天线电流分布 图2 等效天线电流分布

正比。有效长度这一概念通常只应用电长度小于 $\lambda/4$ 的天线。有效长度的数值取决于天线的方向性函数的最大值和天线上的电流分布。天线的有效长度比它的几何长度要短,天线上电流分布得均匀,则其有效长度愈接近于几何长度。实际上常常在天线顶上加装水平部分或其它形式的顶电容,如T形天线,伞形天线,鞭形天线顶上加辐射叶等,使电流沿天线分布得均匀一些,以增加天线的有效长度。一个电尺寸很小的天线,其有效长度为其几何尺寸的一半。当在其顶上加的顶电容足够大时,可使其有效长度增大约一倍,即有效长度接近其几何长度。因此,亦即理论上可提高辐射功率四倍(当保持同样的馈电点电流时)。

当天线为直立天线时,有效长度也叫有效高度。

天线有效高度

effective height of antenna

见“天线有效长度”。

天线噪声温度

noise temperature of an antenna

无线电接收系统的信噪比与天线从环境接收到的噪声功率有关。由于接收系统的总噪声功率通常用系统等效噪声温度表示,所以天线接收到的噪声功率亦统一换算成噪声温度。无线电接收系统总噪声温度的一部分为天线噪声温度,它定义为

$$T_a = W_a / k(\Delta f) \text{ (}^\circ\text{K)}$$

式中 T_a ——天线噪声温度,以($^\circ\text{K}$)计;

W_a ——天线输送到匹配负载的噪声功率,以瓦特计;

Δf ——频带宽度,以赫兹计;

k ——波尔兹曼常数,等于 1.38×10^{-23} 焦耳/ $^\circ\text{K}$ 。

天线噪声温度也可以用下式计算

$$T_a =$$

$$\frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi G(\theta, \varphi) \cdot T(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi$$

式中 $G(\theta, \varphi)$ ——天线在各方向上的增益;

$T(\theta, \varphi)$ ——天线周围各区域的环境噪声温度。

显然,天线噪声温度与天线方向图有关,旁瓣电平愈低,噪声温度也愈低。同时它也与天线安装的环境及仰角有关。

天线增益噪声温度比

ratio of gain to noise temperature of an antenna

天线的增益 G 与天线噪声温度 T_a 的比值 G/T_a 叫做天线增益噪声温度比,这个比值可以衡量天线信噪比的大小。

天线口径照射

antenna-aperture illumination

面天线中,以初级辐射源(照射器),将高频电流能量转换为电磁能量,去照射形成天线方向性的曲面,在曲面的开口面上(称口面或口径)形成口面场,这叫天线口径照射。口面有矩形、圆形、椭圆形的。照射器种类很多,最常用的有振子和喇叭照射器,照射器的方向图各不一样,不同的照射,可获得

不同的口面场。

天线实际口径

antenna physical aperture

对所有面型天线来说,天线的外边缘所限制的这一部分平面称为天线实际口径或简称天线口径。口径愈大,波束愈窄。

天线口径幅度分布

antenna aperture amplitude illumination

天线辐射性能与天线口径面的电磁能量分布密切相关,电磁能量分布可以用口径幅度分布和口径相位分布来描述。天线口径幅度分布与天线波束宽度、旁瓣电平及照射效率等参数密切相关,在天线设计中往往根据天线的技术指标来选择相应的口径幅度分布。常见的口径幅度分布形式有均匀分布、锥削分布和台劳分布等。在口径边缘上的幅度大小,称为边缘照射电平。

天线口径相位分布

antenna aperture phase illumination

天线辐射性能与天线口径面的电磁能量分布密切相关,电磁能量分布可以用幅度分布和相位分布来描述。天线口径相位分布与天线波束宽度、波束指向、波束形状、旁瓣电平、天线效率等参数密切相关。在相控阵天线中就是利用控制各单元的相位,在阵面口径上形成线性倾斜相前来实现电扫描的。常见的口径相位分布有等相位分布、线性相位分布、平方律相位分布和立方律相位分布等。

天线有效面积

effective area of an antenna

接收天线输出端的输出功率与垂直入射的平面波每单位面积的功率密度之比,称为该天线的有效面积,也称为有效孔径。可用下式表示

$$A = \frac{W}{P}$$

式中 W ——天线输出端的功率,瓦;

P ——垂直入射的功率密度,瓦/米²;

A ——天线有效面积,米²。

天线有效面积与天线增益有以下关系

$$A = \frac{\lambda^2}{4\pi} G$$

式中 A ——有效面积;

λ ——工作波长;

G ——天线增益。

有效面积

effective area

接收天线,接收空间电磁波功率的效能,可用有效面积来表示。设想天线有一定的面积,凡是投射到这个面积上的无线电波功率,全被天线负载所吸收,这一面积称为天线的有效面积,也称为有效口径。

抛物面反射器天线的有效面积,一般为其实际面积的(50~60)%。

有效口径

effective aperture

见“有效面积”。

天线馈源

antenna feed

它是给反射器或透镜天线馈送能量的装置。它应放在反射器(或透镜)的焦点上。根据几何光学原理,这种天线的馈电器可以看作是产生球面波前的点源。球面波前经反射器反射后变为平面波或所要求的其它形状的波。

实际使用中,通常提出一些要求来选择合适的馈电器。其基本要求有:

(1) 馈电器的方向图能产生适当的口径照射。锥削照射时,反射器边缘的能量渐降。旁瓣电平降低,漏失减小。均匀照射时,天线面积利用系数最大。考虑到增益和旁瓣的要求,一般边缘渐降量约以10分贝为好。同时馈电器的方向图最好是单向辐射的和轴对称的(对圆抛物面天线),并且旁瓣电平应

尽可能小。

(2) 馈电器产生最小的口径阻挡。一般口径阻挡会增加旁瓣电平, 减小增益和使波瓣变宽。

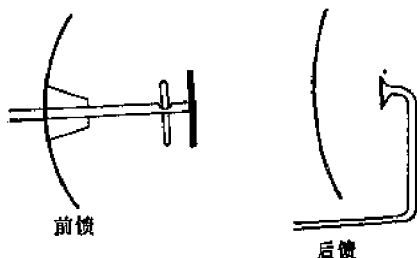
(3) 馈电器的选择应使天线的交叉极化电平小于规定的数值。圆波导和圆锥喇叭馈电器照射圆抛物面能大大减小口面上的交叉极化。这是因为圆波导本身的交叉极化和反射器在线极化场照射的情况下, 所形成的交叉极化是相反的。

(4) 馈电器应当有一个确定的相位中心, 以便在安装馈电器时, 能使相位中心和抛物面焦点重合。

(5) 馈电器应当有相当宽的工作频带和足够的工作容量, 以避免发生大功率击穿。

常用的馈电器有: 带反射圆盘的振子、波导喇叭、对角极化喇叭、变张角喇叭、波纹喇叭、反向辐射的双隙缝。单脉冲天线常采用的馈电器有: 双喇叭、四喇叭、五喇叭、十二喇叭、多模喇叭、多模多喇叭等。

抛物面天线的馈电器设置可分为前馈和后馈两种型式(见下图)。



天线相位中心

antenna phase center

天线相位中心是指极化时在给定方向上, 某个平面上天线辐射电磁波的等相位面的曲率中心。天线相位中心是一个局部性的概念, 大多数实际天线的相位中心会随着方向、极化、所取平面、甚至距离而变化。相位中心的测定对于作为聚焦天线(抛物面反射器、透镜等)的馈电器甚为重要, 而且希

望这类馈电器在所要求的范围内、不同平面的相位中心尽可能靠近。

单元因子

element factor

在实际阵列环境中, 每个阵列单元的归一化方向图称为单元因子, 也叫单元波瓣。单元因子主要决定于单元自身的种类、单元排列形式、间距及口径阻抗匹配情况等。

阵因子

array factor

假定每个阵列单元的方向图为各向同性时, 阵列天线的辐射归一化方向图就成为阵因子。为了分析阵列天线性能, 引入阵因子的概念是很有意义的。阵因子决定于阵列中单元的排列形式、间距与工作波长之比及单元的激励条件。阵列天线的方向图为阵因子与单元因子之积。

天线间的隔离度

isolation between antenna

表示功率从一个天线传递到另一个天线的度量。天线隔离度是一个天线的输入功率对另一个天线接收到的功率之比。此值通常用分贝数来表示。

远场区

far-field region

测量天线方向图应在场的角度分布与离天线的距离无关的天线场区域中进行。通常这距离应大于 $2D^2/\lambda$ (D 为天线口径的最大尺寸, λ 为工作波长), 这区域称为远场区, 又称弗朗荷费区。

天线的方向图指这区域中场的角度分布, 因此它是天线三个衍射场区中最重要的一个。

辐射近场区

radiating near-field region

位于电抗性近场区到远场区之间的天线场区。此场区中辐射场占优势, 并且场的角度分布与距天线口径的距离有关。

对于通常的天线,此区域也称菲涅耳区。

因为大型天线的远场测试距离甚难满足,因此研究此区域中场的角度分布对大型天线的测试甚为重要。

无功近场区

reactive near-field region

是天线衍射场中紧邻天线口径的一个场区域。此区域中电抗性储能场占支配地位。通常此区域的界限是取为距天线口径表面 $\lambda/2\pi$ 处, (λ 为工作波长)。电抗性储能场的大小直接影响天线的频带。有一种超方向性天线,在其周围有极强的电抗性储能场,而其频带几乎无限窄。

天线效应

antenna effect

一般是指工作天线用的导体辐射和接收电磁波的效应。有时这种效应具有寄生的性质。天线馈电线不平衡时,能起到辐射和接收电磁波的作用,也就是能起到天线相同作用时,也称为天线效应。

在环形天线中,由环的对地电容所产生的寄生辐射也称为天线效应。

天线加载

antenna loading

将容性元件、感性元件、介质材料或有源器件置入天线的某一部分之中,以缩小尺寸、增大带宽、提高效率,这种方式称为天线加载(分有源加载或无源加载),所采用的元件或材料称为加载元件或加载材料。

天线综合

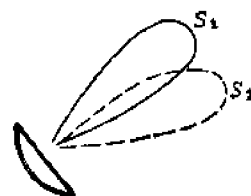
antenna synthesis

已知天线的电流(电场)分布和天线结构,计算天线辐射特性,这种方法称为天线的分析;相反,为求得一预期的辐射特性,计算出天线(阵)的电流、结构,这种方法称为天线的综合。

波束转换

beam switching

天线的波束在不同的方向(如图中 S_1 和 S_2)之间转换则称为波束转换。转换波束的方法由发射机向天线馈电的机构决定(见“跟踪雷达”)。



波束转换示意图

同时波束定向

simultaneous lobing

从天线的多个(通常为两个或四个)偏焦照射器而得的射束同时取得和差信号以确定目标方向的方法。

顺序波束定向

sequential lobing

将天线波束周期地依次转换至两个或多个方向以确定目标方向的方法。

辐射单元

radiating element

本身能够有效地辐射或接收无线电波的天线的基本单元。常见的典型辐射单元有裂缝、喇叭和偶极子天线等。

辐射器

radiator

能独立完成辐射(或接收)功能的任意一种天线或辐射单元称为辐射器。

激励单元

exciting unit

在线天线阵及面天线中,能量直接馈给的单元或几个天线,称为激励单元。

寄生单元

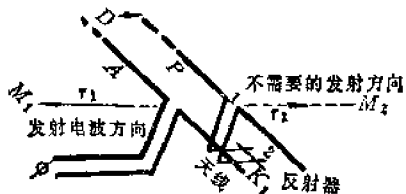
parasitic element

见“无源反射器”。

反射器

reflector

见图示位于天线激励单元后面用以增强天线前方辐射,减少其后方辐射的金属导体或金属面,称为反射器。



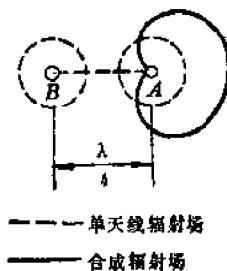
带反射器的天线

金属导体反射器可以有源的,也可以是无源的,前者叫有源反射器,后者叫无源反射器。金属面反射器一般为无源的,它有抛物面、平板和栅状反射器等多种形状。

有源反射器

active reflector

在天线反射器中直接馈有高频电流时,这种反射器称为有源反射器。由专门设计的馈电系统,使反射器中的电流得到适当的振幅和相位。最简单的有源反射器(见图示),是和天线A完全一样的天线B,它装在天线



有源反射器天线的方向图

A后面 $\lambda/4$ 处。它的电流和天线A的电流大小相等,而相位超前 90° 。

单独的垂直天线在与其轴垂直面内的方向性图是圆形的,由于天线和反射器在空间位置上的电流相位不同,使得BA方向天线的场强和反射器的场强同相相加,所以该方向的合成场强将等于天线A场强的两倍。在AB方向两天线的场强将反相抵消,合成场

强为零。在垂直于AB的方向,两电场将有 90° 相位差,合成场强将是天线A场强的 $\sqrt{2}$ 倍,天线A和反射器B的合成场强为心脏形。

无源反射器

passive reflector

无源反射器的作用与工作原理与有源反射器相似,但不直接对它进行馈电,而靠天线激励元电磁场感应所产生的电流,产生二次辐射以完成反射器的任务。

无源反射器有两种,一种是金属板或网状金属栅,放置在发射天线背后一定距离的地方,它的形状有抛物面形、平面形、角形等。

另一种无源反射器是和天线完全一样或是稍长的无源振子,离天线 $0.1\lambda \sim 0.3\lambda$ 的地方。反射器受天线激励元电磁场激励而产生再辐射,所以无源反射器也叫寄生单元。

引向器

director

放在天线激励单元前面,以增强天线前方辐射场强的寄生单元。称为引向器。

引向器的构造和工作原理与无源反射器相似,适当调节它的长度和天线间的距离,就能在天线前方获得最强的辐射。通常引向器的长度比天线略短。

赫芝偶极子

Hertz dipole

赫芝偶极子是一对间距很小、大小相等、极性相反的振荡电荷。也称为电偶极子。赫芝偶极子等效于一电流元。

赫芝最初曾用它作一系列证实麦克斯韦关于电磁波理论的实验,因而得名。

电偶极子

electrical dipole

见“赫芝偶极子”。

磁偶极子

magnetic dipole

周长远小于一个波长的平面环形天线,称为磁偶极子。

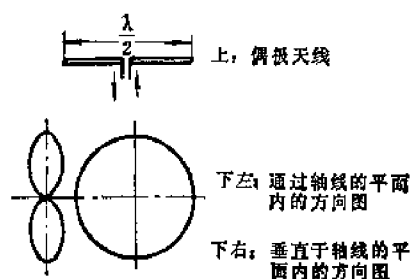
偶极天线

dipole antenna

辐射方向性图近似于基本电偶极子的任何一种双极天线。称偶极天线。

长度为半波长的偶极天线叫做半波偶极子天线。它在短波、超短波到微波波段应用较广。它可以单独使用,也可以作馈电器或天线阵的单元。

偶极天线有时也称对称振子天线(见下图)。



偶极天线及其方向图

单极天线

monopole antenna

一根装置在反射面(地面、金属面)上的垂直天线,由其根部进行馈电,这种天线称为单极天线。一般通称鞭形天线或垂直接地天线。

二、天线基本分类

发射天线

transmitting antenna

把发射机产生的射频电流转换为向空间辐射的电磁波的天线称为发射天线。

发射天线应满足预定的方向性,以提高对辐射功率的利用率、增大作用距离、增强保密性、减少对邻近电台的干扰。发射天线应与馈电线和发射机匹配良好,以减少系统

损耗、防止过压击穿、提高天线效率。

接收天线

receiving antenna

能接收空间电磁波,并使之转换为高频电流的天线称为接收天线。对接收天线也有方向性要求,即天线对某一方向传来的电磁波作用特别灵敏,而对其他方向传来的电磁波则无反映或很微弱。方向性强的接收天线灵敏度高、作用距离大、抗干扰的能力也强。接收天线也应与馈电线和接收机匹配良好,以提高效率,降低噪声,消灭重影。在低噪声接收设备中,如卫星通信地面站的接收天线,要尽量减小系统损耗、降低天线噪声温度。

长波天线

long-wave antenna

工作于长波波段的发射或接收天线,称为长波天线。长波以地波传播为主,根据地波传播特性,长波天线应产生垂直极化的电波。应用得较广泛的有T型、倒L型、伞型、多下引线型等垂直接地天线。长波天线应有良好的地网系统。长波天线的特点是:有效高度小、辐射电阻小、效率低、输入电抗大、电压高、通频带窄、无方向性或方向性弱等。一般长波天线的结构往往非常庞大。

工作于超长波(30~3千赫)或极长波(3000~1赫以下)的发射或接收天线,相应地称为超长波或极长波天线。它们的问题与长波天线相似,但天线尺寸更大,对地网的要求更高。

超长波天线

very low frequency antenna

见“长波天线”。

极长波天线

extremely low frequency antenna

见“长波天线”。

中波天线

medium wave antenna

工作于中波波段的发射或接收天线,称为中波天线。中波也是以地波传播为主,故其天线型式与长波天线相似,但因它的工作波长比长波短,所以它的辐射电阻较高,因此,地网系统及其他设施也比较简单。

短波天线

short wave antenna

工作于短波波段的发射或接收天线,称为短波天线。短波主要是利用电离层反射的天波来进行传播,要求天线主瓣的最大值与地面形成一定的仰角,所以天线的架设高度要根据通信距离来决定。为了适应电离层随昼夜、季节的变化情况,天线需要较宽的频带范围。天线型式很多,常用的有对称振子天线、阵列天线、笼形天线、角形天线、菱形天线、V形天线、鱼骨天线、对数周期天线等。

和长波天线比较,短波天线的指标如辐射电阻、效率、方向性、增益、通频带等一般都比较高。

超短波天线

ultra short wave antenna

工作在超短波波段的的天线称为超短波天线。常用的超短波天线有八木天线、螺旋天线、旋转场天线、环天线、隙缝天线、半波长的对称天线和折合天线等。

微波天线

micro wave antenna

工作于分米波与厘米波的天线称为微波天线。一般微波天线由照射器或称馈源和二次天线构成。二次天线可以是反射器或透镜等。由馈源辐射的电磁波经过二次天线的反射、折射或绕射产生辐射电磁波。常用的微波天线有抛物面反射器天线、喇叭-抛物面天线、卡塞格伦天线、透镜天线、隙缝天线、介质天线等。

它与短波天线比较有更好的方向性并且效率高、增益高、噪声温度低、通频带宽。所

以像卡塞格伦天线等在卫星通信地面站获得广泛应用。

驻波天线

standing wave antenna

由驻波激励的天线称为驻波天线,这种天线具有谐振特性故也称为谐振天线。而由行波激励的天线无谐振特性故称非谐振天线或行波天线。

一般驻波天线输入阻抗随工作频率有较大变化,而行波天线输入阻抗不随工作频率变化或变化不大。如采取一定措施例如将单导线用笼形结构代替,则谐振天线工作频率也可加宽。

谐振天线

resonant antenna

见“驻波天线”。

行波天线

traveling-wave antenna

见“驻波天线”。

非谐振天线

aperiodic antenna

见“驻波天线”。

宽波段天线

broadband antenna

天线的输入阻抗和方向图等在一个较宽波段内保持不变或变化较小的天线,称为宽波段天线。如V形行波天线、笼形天线、菱形天线等。

非频变天线

frequency-independent antenna

能够工作在极宽频带上(比如10:1以上)的天线,称为非频变天线,亦称与频率无关天线。如等角天线及对数周期天线等。它的阻抗特性及方向图基本上不随频率而变。

超增益天线

supergain antenna

如果增加天线元的数目,使天线元之间的距离缩小,而保持天线阵的总长度保持不

变,从理论上讲,可以获得任意尖锐的方向性,这种总长很短,而增益(方向系数)很大的天线,称为超增益天线。也称超方向性天线。

在理论上,只要使天线元上馈以按切比雪夫(Tchebyscheff)分布即可,但是,实际上,由于各相邻天线元上电流大小基本相等,方向相反,尽管各天线元上的电流很大,有效的辐射电流却很小,效率很低,加上带宽很窄,这种天线很不切合实际,只是在极少数情况下,牺牲一些其它指标,以换取较高方向性时,才考虑采用。

各向同性辐射器

isotropic radiator

在所有方向上具有相等辐射强度的一种假想的天线称为各向同性辐射器,通常作为表示实际天线方向特性的一种方便的参考标准。

各向同性天线

isotropic antenna

即“各向同性辐射器”。

定向天线

directional antenna

在某一个或某几个特定方向上辐射(或接收)场强很强,而在其它方向上辐射(或接收)场强很弱的天线,称为定向天线。

采用定向发射天线的目的是提高辐射功率,增加保密性;采用定向接收天线的目的是提高信噪比,从而增加作用距离,提高抗干扰能力,减小衰落和杂散回波的影响。

全向天线

omnidirectional antenna

在方位面内无方向性在俯仰面内有定向性的天线称为全向天线或无主向天线。

多波束天线

multibeam antenna

能同时产生多个波束的天线称为多波束天线。例如将多个初级馈源放置在球形反射

面的焦面上,则在其次级即可获得多个波束,这样就成为多波束天线。

多波束天线有多方面用途,若将它用于大型预警雷达,则能对散布于不同区域的目标同时分别进行预警;若将它用于卫星通信大型地面站则能与多个卫星同时进行通信。这样,比用多个大抛物面天线对不同区域分别进行预警,或者用多个大抛物面天线分别对多个卫星进行通信,在经济上更为有利。

反射器天线

reflector antenna

带有反射器的天线统称反射器天线。反射器天线是由两部分组成的,一部分称为激励天线,另一部分称为反射器,反射器被激励天线而感应,而形成一定分布的感应电流,调整反射器和激励天线的结构,可以使天线的方向特性得到改善,例如带反射网的同相水平天线。但反射器天线通常多指微波天线,这类天线由于反射器很大,天线的方向特性是由反射器所形成,激励天线只起馈送能量并保证在反射器上感应的电流满足一定的分布的作用,因此,它的激励天线又称馈源,例如抛物面天线,卡塞格伦天线等。

多元天线

multiple-element antenna

由若干天线单元组成的天线称为多元天线,也称天线阵或阵天线。属于这类型式的天线有同相垂直天线、同相水平天线、八木天线阵等。

采用多元天线的目的主要是加强天线的方向性。

天线阵

antenna array

见“多元天线”。

阵天线

array antenna

见“多元天线”。

直线阵天线

linear array antenna

辐射单元的中心沿一条直线排列而成的一种阵天线叫直线阵天线。直线阵天线是阵列天线中结构最简单的一种。

道尔夫-切比雪夫阵天线

Dolph-Tchebyscheff array antenna

这是一种阵列天线，该天线的各天线元上的电流是按道尔夫-切比雪夫多项式的系数分布的。因此称为道尔夫-切比雪夫阵天线。它的特点是：在给定的单元数和单元间距之下，旁瓣电平和主瓣宽度之间有最佳关系，即旁瓣电平一定时，主瓣宽度最窄，或反之，主瓣电平一定时，旁瓣最低。

平面阵天线

planar array antenna

辐射单元的中心排列在一个平面上而组成的一种阵天线，称为平面阵天线。这种天线因其结构简单而应用较广。

边射阵天线

broadside array antenna

最大辐射方向垂直于阵列直线或阵平面的线阵天线或平面阵天线，称为边射阵天线。

端射阵天线

end-fire array antenna

最大辐射方向沿阵列直线或阵面方向的线阵天线或平面阵天线，称为端射阵天线。

共形天线

conformal antenna

形状共形于某一既定形状的天线称为共形天线。现代宇航中对高速飞行体的曲面形状必须优先考虑，以满足空气动力学方面的要求。在这些飞行体上用作通信、制导和遥控等方面的天线，不能暴露于飞行体外或改变空气动力学所确定的曲面形状，要利用既定的飞行体曲面外形来制作天线。例如，平面螺旋天线是一种较常见的共形天线。

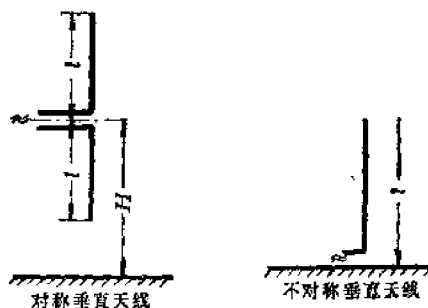
三、极长波、超长波、

长波与中波天线

垂直天线

vertical antenna

是指与地面垂直放置的天线，它分对称和不对称两种。后者应用较广，其形式如图所示。对称垂直振子常采取中心馈电；不对



称振子则在天线底端和地之间馈电，其最大辐射方向在高度小于 $\frac{\lambda}{2}$ （ λ 为波长）的情况下，集中在地面方向，故适于作广播天线（见铁塔天线）。实用天线长度约为 $\frac{\lambda}{4} \sim \frac{\lambda}{2}$ ，由于地面电流引起较大损耗，故常在地下铺设辐射形状的地网。不对称垂直天线又称垂直接地天线。

加感天线

inductively loaded antenna

是指谐振波长加长了的天线，其办法是用一电感线圈与天线串联。

加感天线的目的是使天线电流分布均匀，增加天线的有效长度，提高天线的辐射效率。

加容天线

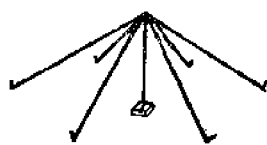
capacitively loaded antenna

对于小天线为了使其上电流分布均匀, 增加其有效长度, 也可以采用在适当部位串联电容的办法来达到, 这种天线就叫做加容天线。T型天线, 倒L型天线都是加容天线。

伞形天线

umbrella antenna

形状像雨伞的天线, 称伞形天线。如图所示, 它用于长、中波。因长、中波天线的工



伞形天线

作波长较长, 垂直天线的高度因架设困难, 不可能架得很高, 为了提高有效高度, 增大辐射, 采用天线顶端加顶负荷, 使电流分布比较均匀。伞形天线的加长体是数根从垂直线顶端引下的倾斜线。但因这些倾斜线上电流和垂直天线上电流反相, 会减小垂直天线的辐射, 抵消了加顶负荷的作用, 提高有效高度不多, 因此, 一般超过 2000 米波长的波段中很少采用。

T型天线

T-antenna

是最常见的一种垂直接地天线。它的平顶对天线本身是对称的两部分, 平顶的作用在于它能增大天线顶容从而提高天线的有效高度。无论在理想导电大地上或非理想导电大地上, T型天线在水平面内都是无方向性的。

倒L型天线

inverted-L antenna

由于该天线外形好像倒置的汉语拼音字母L, 所以称为倒L型天线也称Γ型天线。

它是垂直接地天线的一种形式, 其加长体是不对称的单一导体, 天线连接加长体的一端, 工作原理和垂直接地天线相同。加长体的作用是提高天线的有效高度。

在理想导电大地上, 其水平面内是无方向性的, 在非理想导电大地上, 其水平面内是有方向性的。

Γ形天线

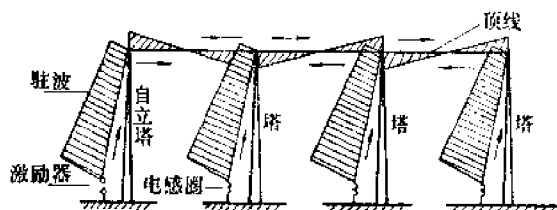
inverted-L antenna

见“倒L型天线”。

多路调谐天线

multi-tuning antenna

亦称多下引线天线, 其原理如下图:



这种天线调好后, 天线上的驻波如图所示所示, 下引线为辐射的主体, 由于各下引线间的耦合, 这天线的辐射电阻几乎和下引线的条数平方成正比(图上所示为四条), 因此, 辐射电阻和辐射效率得以提高。适当安排塔间间距频带亦可加宽, 而天线上的最高电压则大为降低。这种天线可用作大功率, 宽频带的超长波和长波天线。塔高可以降低, 对地网的要求也可降低, 如要求水平面上无方向性, 则各塔可均匀地排列在一个圆周上。这种天线的支塔一般用自立塔, 塔上有横担, 平铺顶线, 故建筑费用较高, 不便于更换工作频率。

铁塔天线

pylon antenna

用垂直地面的铁塔本身作为辐射体的天线称为铁塔天线。它主要用于中波波段, 它一方面克服了木杆天线的不能经久耐用和风大摇摆不定的缺点, 也可以克服用两个铁塔支

持的线形天线的不经济的缺点，它可以架设很高，并且减小了底端电流，使地的损耗减小。最早的铁塔天线是1930年前后出现的，采用斜方形拉线式，由于电流分布不很理想，现已不用，目前多采用自立式或均匀断面拉线式。

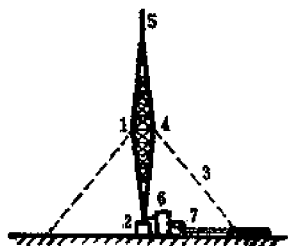
桅杆天线

mast antenna

一种特定锥形铁塔天线，形状似桅杆，故称桅杆天线。主要用于中波广播波段，作抗衰落天线用。

抗衰落天线要求天线高度很高，约为八分之五波长 $\left(\frac{5}{8}\lambda\right)$ ，以减少高仰角辐射的电波。

下图为桅杆天线示意图。天线体为直立于绝缘子2上的锥形铁塔1。该铁塔即是天线辐射体，也是支持体。用顶部活动杆5调节天线长度，以达到所需的电流分布，来获得抗衰落性能。铁塔四周有拉线3，通过绝缘子4维持铁塔平衡。为了防止机房屋顶上的寄生电流，馈线7必须使用有金属屏蔽的二线式传输线，通过转换器6以获得天线与馈线间的正确匹配。



桅杆天线示意图

为了减少地面的损耗，常在塔底的地下埋有辐射状的地网（每根长度至少为 $\lambda/2$ ，数量约90根以上）。采用地网后桅杆天线的辐射效率可达80~90%。将数个铁塔排成一条线上，亦可组成定向天线阵，其方向图形决定于铁塔的间隔和各天线的电流幅值与相位。

抗衰落天线

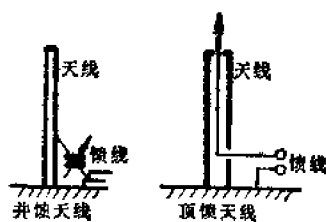
anti-fading antenna

在中波波段，由于夜间同时存在表面波和电离层波，两者相互干涉，产生了严重的衰落现象，能够克服衰落现象的天线称为抗衰落天线。可以证明，在仰角为 55° 以上的区域内辐射很弱的垂直天线就可以起到抗衰落的作用，这就要求天线高度在 0.53λ 左右最好，这样的中波天线是很高的，架设十分困难，为了降低天线高度，可采用顶部加顶、底部加感、天线分段（中部加感）等方法，也可以采用圆柱形天线，以达到抗衰落的作用。

并馈垂直天线

shunt-fed antenna

中波广播波段所用的铁塔天线，通常是又高又重的垂直接地天线，如果在天线底部馈电，必须把它和大地绝缘。所用的绝缘子要有很高的机械强度和极小的高频损耗，因此在技术上和经济上有很多困难。解决的办法之一是采用从天线中间某一点馈电，使天线底部能直接接地的并馈垂直天线或从顶部馈电的顶馈天线。并馈与顶馈天线，不必装置特殊的避雷器及线路高频滤波器。



埋地天线

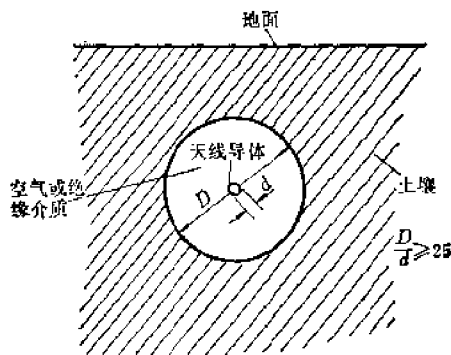
buried antenna

地波沿土壤表面传播时，由于土壤导电系数是有限的，所以出现了波前倾斜，即出现了电场的水平分量。这个电场分量能够穿透一定的土层而进入地下，随着深度的增加，电场逐渐衰减。土壤的导电率愈大或愈潮湿，衰减愈大。所以，在水平地下埋设的导线，

作为接收和发射电磁波之用。这就是埋地天线。

埋地天线的效率比较低,但仍有一定的辐射和接收能力,在大的发射功率下亦可作用几百公里。用作接收天线时由于能保持信噪比不变,故有较好的效果。另外这种天线比较隐蔽有防护作用。

采用水平埋地导线比用垂直埋地导线作天线效果要好,所以地面上的各种水平天线均可能埋入地下作为埋地天线。埋地天线的土壤要干燥,导体与土壤应保持良好的绝缘,要保持一定的空隙(见下图)。

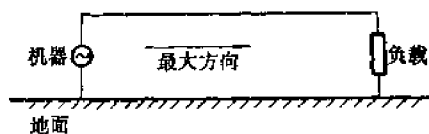


埋地天线示意图

长线行波天线

long-line traveling-wave antenna

长线行波天线,即别维列兹天线,又称为低架行波天线或波天线,见图所示,它是由



长线行波天线

一根水平导线低架于地面上构成的,导线一端接机器,另一端接特性阻抗,并再经过地线或地网接地,这时导线上的电流是行波状态。

由于地面的负镜像作用,长线行波天线在高仰角的辐射性能较差,但在水平面内有良好的方向特性,因此,它是一种定向天线,长线行波天线最初用于长、中波波段,后来

发展到短波、超短波远距离通信。

别维列兹天线

Beverage antenna

见“长线行波天线”。

地下天线

underground antenna

见“埋地天线”。

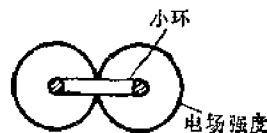
环形天线

loop antenna

将导线弯成环形并在两端馈电,所构成的天线叫做环形天线(见图(a))。对于小环,即当环半径 $R \ll \lambda$, (λ 为工作波长)时,可等效成磁偶极子来分析,其方向性图如图(b)所示。



环形天线的几种形式
(a)



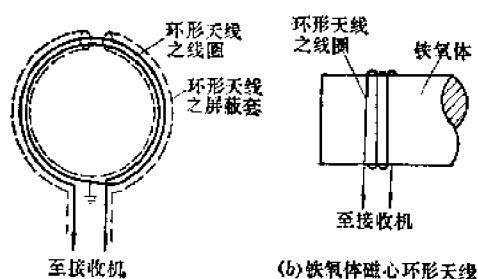
小环天线的方向图
(b)

这种天线尺寸很小,辐射效率低,通常只作接收用,不作发射用。由其方向图看出它存在明显的“零”辐射方向,在测向中就是利用了环形天线的这一特性。它也用作场强计的天线供电场测量用。

铁氧体磁心环形天线

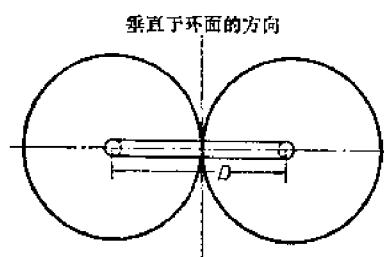
ferrite-core loop antenna

环形天线就是一圈或多圈的线圈所组成。线圈形状有圆形、方形等形式(见图(a)、(b))。当线圈的尺寸远小于波长时,环形天线的方向图为8字形(如图(c)),即在环面的垂直方向上接收或辐射为零。环形天线



(a) 环形天线

(b) 铁氧体磁心环形天线

(c) 环形天线的方向图 (当圆环直径 $D \ll \lambda$ 时)

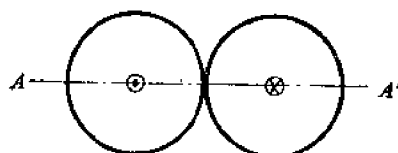
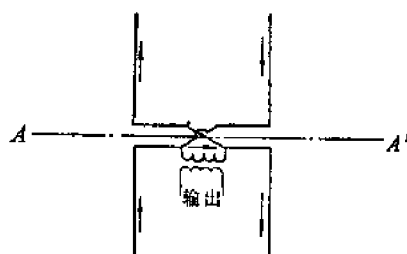
通常有空气心和铁氧体磁心两种。当环形天线是空气心时, 其辐射电阻很小, 辐射或接收电磁波的能力比较弱, 如果采用铁氧体磁心就可以增加环形天线的辐射电阻, 提高其辐射或接收电磁波的能力, 所以通常将线圈绕在铁氧体上, 这就成了铁氧体磁心环形天线。

环形天线主要用作接收, 在超短波波段也用作发射。利用环形天线方向图是 8 字形的特点, 它被广泛地应用于无线电测向, 飞机上的无线电罗盘等方面。

爱德考克天线

Adcock antenna

两个相同的振子, 按平行而垂直于它们之间的连线而排列, 如果馈给两振子上的电流等值而反相, 只要两振子间的距离不超过二分之一波长, 则该天线在垂直于振子的平面内之方向图为 8 字形, 即在两振子的连线方向上 (AA') 辐射最大, 在此连线的垂直平面内辐射为零。这种天线的具体结构 (如图示) 像 H 形, 所以爱德考克天线又称为 H 形天线, 它主要应用于无线电测向。



爱德考克天线及其在垂直于振子平面内的方向图

四、短波天线

鞭状天线

whip antenna

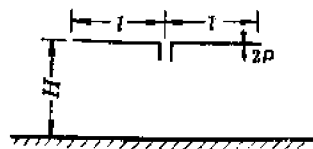
是一种垂直接地天线。它适用于小型通信机, 尤其是移动电台, 如步话机、指挥车通信机、坦克电台、汽车收音机等, 以适应高度机动性的要求。这类天线多是可伸缩或可弯曲的有顶载或无顶载的垂直接地天线, 其外形多为鞭状, 故通称为鞭状天线。

对称天线

symmetrical antenna

长度为 $2L$ 的中心馈电的导线, 称为对称天线。因为天线有时称为振子, 所以对称天线也叫对称振子。如图所示, H 为天线的高度, ρ 是振子的半径。

如 $2L = \lambda/2$ 则称为半波对称天线或半



对称天线

波对称振子。它是最基本的单元天线,用得最广,很多复杂的天线,都是由这种天线组成的。对称天线的两臂对地应完全对称。为了简化研究天线,通常近似地把对称天线看作终端开路的双线传输线,而把传输线的许多计算方法应用到对称天线的计算中,如特性阻抗、输入阻抗等的计算。

半波振子

half-wave dipole

见“偶极天线”。

对称振子

symmetrical dipole

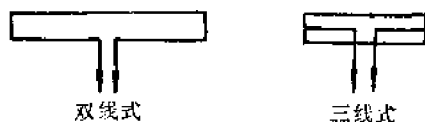
见“对称天线”。

折叠偶极天线

folded dipole antenna

将两根或多根相互平行靠近的偶极天线的两端连接起来从一个偶极子的中心馈电的天线称为折叠偶极天线。如图所示,线上各对应点的电流相同,整个天线如同一偶极天线,总电流为各线电流之和,辐射增强,其输入电阻也增大,便于与馈线匹配。

折叠天线是一种谐振天线,其方向图与偶极天线相似。

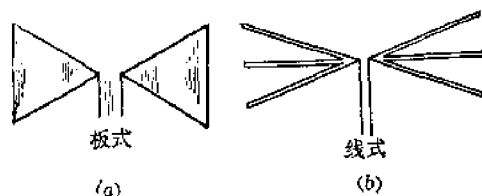


折叠天线

扇形天线

fan antenna

外形如扇(见下图)的天线称扇形天线。



扇形天线

图(a)是扇形金属板式,图(b)是金属导线式,它实际上是一个加大了天线截面的偶极天线,从而改善了天线的频率特性。线式可以用三根、四根或五根。它多用于超短波接收。

笼形天线

cage antenna

把多根导线围成空心的圆柱体(即所谓笼形),用来代替对称天线的单根导线就成笼形天线(见图(a))。它的方向性和普通单根导线的对称振子完全一样。

笼形天线等于是加粗了辐射体,从而降低了天线的特性阻抗,增宽了频带。所以它是一种宽频带的定向天线。

为了更进一步加宽它的频带宽度,使得一副天线就能满足日波和夜波频率变化的要求,将笼形天线改进为分枝笼形天线(见图(b))。分枝笼形结构大大改善了低频端的阻抗特性,从而频带更宽,但架设高度要不低于8米。



(a) 笼形天线



(b) 分枝笼形天线

分枝笼形天线

branched cage antenna

见“笼形天线”。

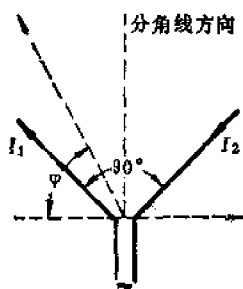
角形天线

corner antenna

天线两臂互成 90° 角的天线称角形天线,它用驻波激励。因为辐射部分互成 90° ,

所以在水平面内的辐射基本上无方向性，而近似地是圆形。角形天线是一种对称天线由驻波激励故它属于谐振天线（见图）。

用笼形振子作为角形天线的两臂，叫笼角形天线。使其输入阻抗随工作频率变化缓慢，可以展宽频带。



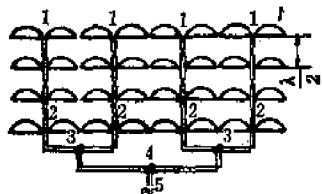
角形天线

同相水平天线

cophased horizontal antenna; same-phase horizontal antenna

这是一种定向天线。常用于短波与超短波（如雷达）。它由许多水平半波振子排列而成，各振子之间的间距均为半个波长，各振子均馈以同相的电流。辐射场集中于天线平面垂直的前后两个方向，方向性的尖锐程度取决于天线面积的大小。

图中 λ 为波长，1~2为对称线；2~3为第一分馈线；3~4为第二分馈线；4~5为主馈线。



同相水平天线

1~2对称线；2~3第一分馈线；
3~4第二分馈线；4~5主馈线。

为了消除背面辐射，使辐射场集中在一个方向，常在距天线平面 $\lambda/4$ 处安装无源反

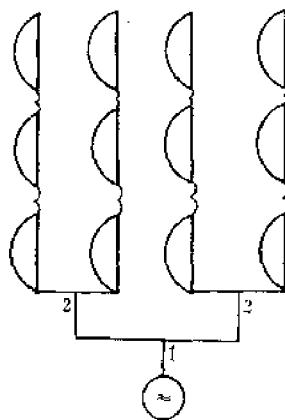
射器。

这种天线的结构相当庞大，且工作频带很窄。如果其中的每个半波振子采用笼形结构，就可使它的工作频带增宽，并称之为宽波段同相水平天线。

同相垂直天线

cophased vertical antenna; samephase vertical antenna

形状如图示，这种天线由几列组成，每一列都是一条垂直的导线，长度远大于工作波长，每隔 $1/2$ 波长的段落将天线绕成一



同相垂直天线

个线圈，使振子上的电流同相，馈电方法如图所示，各列用分馈线1~2由一个辐射源馈给。因为地面损耗很大故需加设地网以减小损耗。但实际上很复杂，也不经济。这种天线波段范围很窄，现在已很少应用。

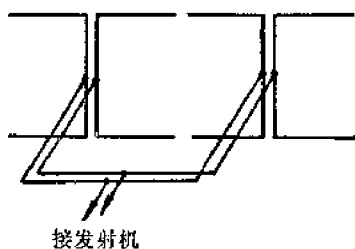
宽带同相天线阵

wide-band cophased antenna array

宽带同相天线阵就是当工作频率改变时，各振子上的电流保持等值同相。图中所示是由四个振子组成的天线，因为从信号源到各振子间的馈线都是等长的，所以在任何频率时，各振子上的电流均相同。

实用上这种宽带同相天线阵的使用频带仍受到限制，因为当工作频率改变时，虽然各振子上的电流仍然是等值同相，但天线的增益和输入阻抗要发生变化。当工作频率变

化到一定值时,以致于使天线的增益和阻抗将不能满足工作要求。这种天线在短波时使用,其工作频带通常在 $0.9\lambda_0 \sim 1.5\lambda_0$ 之间, λ_0 为天线设计时的中心波长。由于这种天线的输入阻抗随工作频率的变化尤为激烈,为了改善天线的输入阻抗随频率的变化,进一步加宽工作频带,有时采用笼形结构来代替振子。

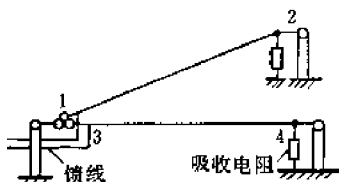


由四个振子组成的宽带同相天线阵

V形天线

V-antenna

如图所示, V形天线是由两根相互成角度的导线组成。在角顶点馈电,终端接以阻值等于其特性阻抗的吸收电阻,由行波激励,或终端开路,由驻波激励。



V形天线

其最大辐射方向是在分角线方向铅垂平面内,行波状态的V形天线为宽带非谐振天线之一。

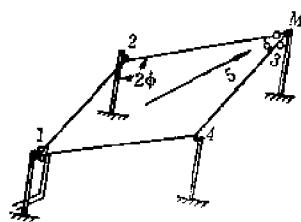
其工作原理是:单一导线带有行波时,它向各方向发射的波瓣(1~2导线的波瓣和3~4导线的波瓣)的形状、方位及相角都相同,最大强度方向便是由两导线的波瓣叠加形成的。

菱形天线

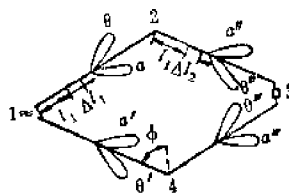
rhombic antenna

菱形天线是短波天线中应用最多的一种型式。是一个水平的菱形,悬挂在四个支柱上,在菱形的一个锐角上进行馈电,在另一个锐角上接上与菱形天线特性阻抗相等的吸收电阻(见图(a))。

实际上,它是由两个V形天线构成的,由V形天线工作原理可以推广到菱形天线。带行波电流的四个臂各有电磁波辐射,其方向性如图(b)所示,适当选择菱形边长与夹角



(a) 菱形天线



(b) 菱形天线方向性图

可使波瓣 a, a', a'', a''' 在锐角对角线方向上互相叠加,在其他方向上,则互相影响,造成副瓣。所以菱形天线方向性图的主要辐射在锐角对角线方向,并由馈电点指向吸收电阻方向,而在其相反方向将元辐射,其他方向将出现副瓣。副瓣电平也是较大的。

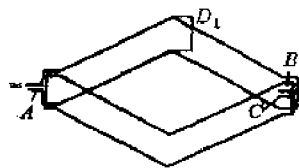
这种天线有较强的方向性,增益系数较高,常用于远距离定点通信。其输入阻抗在很宽频带内基本不变,但在垂直平面内的方向图随频率的改变而变化,故在一条电路上,昼夜通信需要两副天线。菱形天线的缺点是占地面积大,终端电阻上要消耗功率,其辐射效率仅达60~80%,副瓣多而且强,不适作为噪声较强区域的接收天线。

双菱形天线

double rhombic antenna

双菱形天线是由两个菱形天线并联组成。由于两个单菱形天线上阻抗的影响,使双菱形天线的辐射电阻增加,效率增高,且副瓣互相抵消,而使方向图改善,方向性系数提高。双菱形天线增益系数约为同样的单菱形天线的1.5~2倍。

有时把两个双菱形天线排列起来称为复式双菱形天线(见图示)。

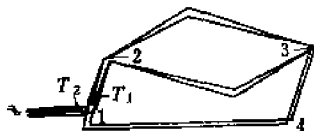


双菱形天线

回授式菱形天线

rhombic antenna of feed-back type

这是菱形天线的一种,它没有吸收电阻,而用回授线代替,如图所示,能量在经过菱形发射导线辐射后,剩余的能量经回授线返回输入端,这样可以减少高频功率的损耗,提高效率。当回授线3—4—1的长度和天线馈线的特性阻抗与回授线的特性阻抗选择适宜时,在闭路1—2—3—4中就产生行波,这时菱形天线的损耗将大大减少,增益系数提高。但其缺点是调节困难、工作频段较窄。通常天线馈电线和回授线都需要用一段指数线。



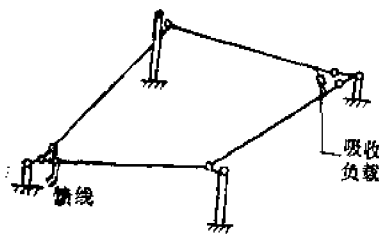
回授式菱形天线

折式菱形天线

collapsible rhombic antenna

它是菱形天线的一种变形,这种天线的锐角和钝角高度是不相同的(见下图)。

降低锐角离地高度,可以节省支柱,减



折式菱形天线

少投资。但同时会使参数变坏。把菱形的边长加长,并把钝角的高度加高,可改善一些,但仍比水平菱形天线要差。

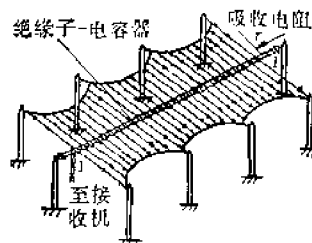
鱼骨形天线

fishbone antenna

它是一种宽波段的行波天线。但因效率低,只能用于接收。

它的构造和原理如下:

集合线1-1'的一端接有与特性阻抗相等的吸收电阻,另一端经馈线连至接收机,集合线两边每隔一定距离(通常是 $1/8\lambda$)接入一对较短的对称振子(见图)。入射电磁



鱼骨形天线

波激励对称振子,在振子上感应电动势,电动势加到集合线并在集合线上产生电流,当入射波从图中箭头所示的方向到达时,不同振子产生的电流以接近同相的最佳关系流入接收机输入端。而流向终端的电流则为终端电阻所吸收,因而集合线上便发生行波。接收的最大方向是指向吸收电阻的方向。

鱼骨天线的方向性与馈线上的行波速度有关,如果行波相速度与光速度相等或相差不大,则方向性好,如相差很大,则方向性差。而馈线上行波的相速又和线的分布电感电容有关。为避免对称振子输入电容的影响

(这电容会使馈线的分布电容增加)而使方向性变坏,所以振子均经过容量较小的电容或电感、电阻后接至集合线。有时为了加强天线的方向性采用两副鱼骨天线并联。

鱼骨天线的优点为方向图好,副瓣较低,作为噪声较强区域的接收天线,一般是比较满意的。

多元方向图可控天线

multiple unit steerable antenna

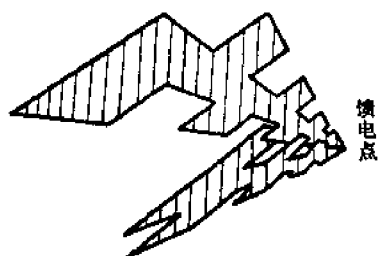
这种天线体系主要是用来解决短波通信中的选择性衰落的问题,这种衰落是因为同时接收来自不同仰角的入射波时由于不同的波程差引起的。如果能在接收不同射线时消除波程差的后果,而使其同相相加则可解决此问题。

这种天线体系的基本原理就是利用极其尖锐的方向性接收仰角范围很窄的入射波束,同时天线的主瓣能自动适应入射线仰角的变化。也就是该体系中每个极尖锐的方向图只自动对着一仰角来的入射波,而后将各仰角来的入射波经过延迟系统同相相加。

对数周期天线

log-periodic antenna

指由于天线的几何形状,使其阻抗和方向性图随频率的对数作周期性重复的一类天线。它具有极宽的频带特性,例如在波段覆盖为 10:1 的条件下,波束宽度在 $60^\circ \sim 100^\circ$ 之间,旁瓣电平在 12~15 分贝之间,输入阻抗在 100~150 欧姆(纯电阻)范围内变化。



对数周期天线的一种形式

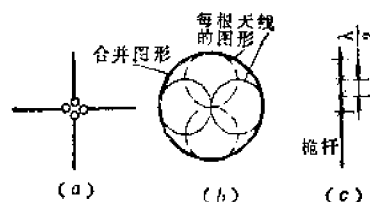
对数周期天线种类很多,有对数周期梯形齿形天线、对数周期偶极天线、对数周期谐振 V 形天线、对数周期螺旋天线等形式。对数周期天线也用于超短波和微波波段。

五、超短波与微波天线

旋转场天线

rotating-field antenna

电视发射天线是一种典型的旋转场天线,它为水平极化波,在水平面内没有方向性而在垂直面内有较强的方向性,也就是说辐射方向图好象一个以天线为中心的圆饼一样,它可由电流大小相等相位差 90° 的二个正交半波对称振子构成(图 a)。在图 b 中



旋转场天线

分别画出两个振子各自的及合成的水平面方向性图,由于两个正交振子辐射相差 90° 则其合成的总方向图为一个圆,在任何瞬间方向图呈“8”字形,而随着时间的推移这个 8 字图绕中心杆旋转,故称旋转场天线。也称绕杆天线。

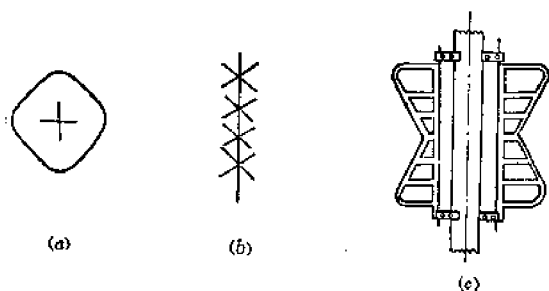
为了提高天线在垂直面内的方向性,可将上述天线沿一根金属桅杆装置多层(图 c)相邻两层之间距离为半波长,这样,把每一层看成一个辐射单元则在垂直面内由这些单元组成边射阵,从而获得较强的方向性。

绕杆天线

superturnstile antenna

这是一种适于作超短波广播发射用的天线。

绕杆天线亦称旋转场天线。它是由两个互相垂直的半波振子，以 90° 相位差激励组成的天线。其辐射方向图近似圆形(见图 a)。为了增加垂直面的方向性可将相同的几个振子组在垂直轴方向每隔 $\lambda/2$ 的距离叠加起来(见图 b)，但其频宽有限。



(a) 水平面辐射的方向图；(b) 四层两个互相垂直的半波振子的绕杆天线；(c) 蝙蝠翼面振子。

为了展宽其频带，天线的半波振子可改成由蝙蝠翼面的振子组成(见图(c))。为了加大垂直面的方向性，仍可将蝙蝠翼面振子组在垂直轴方向上叠加起来，但每层的距离应为一个波长左右。

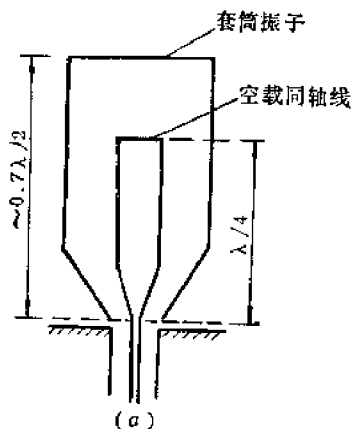
这种蝙蝠翼面振子组的绕杆天线频带特性很宽，轴向辐射小，故广泛用作广播电视的发射天线。

套筒天线

sleeve antenna

这种天线按原理可分以下两种：

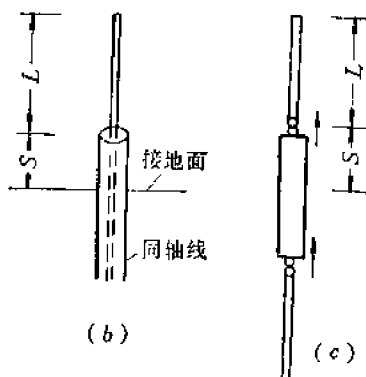
(1) 电抗补偿的套筒天线。是绕杆式天线的一种。它的四个臂采取了套筒天线的形式，目的在于展宽频带。它不像蝙蝠翼形天线那样用扩大振子面积的方法来展宽频带，而是采用了电抗补偿法。其基本原理是在臂长接近半波长的套筒形振子内加一个四分之一波长的空载同轴线，两者的输入电抗特性随频率变化正好相反，前者由感性变容性，后者正好由容性变感性，互相补偿而使频率变化特性平坦。图(a)中套筒振子的谐振长



电抗补偿的套筒振子

度因直径较大，故小于半波长。

(2) 单极套筒天线。如图(b)所示，由同轴线内导体、部分外导体外壁及接地面组成。如将对地面镜像包括进去就形成了双馈的对称套筒天线(见图(c))。其电流分布最



单极套筒天线

对称套筒天线

大点在对称套筒的中点。单极套筒的基部即接地点，天线阻抗曲线并联谐振点出现在 S 近似为四分之一波长的奇数倍的地方，而 L 为半波长的整数倍时，它们的阻抗曲线与方向图是 L/S 和内外导体直径比的函数。一般由实验求出铅垂平面方向图的最大方向是沿地面方向，在水平面上是圆对称的垂直极化波，适用于超高频通信。

中馈天线

center-fed antenna

中馈天线与套筒振子外形相同，馈电

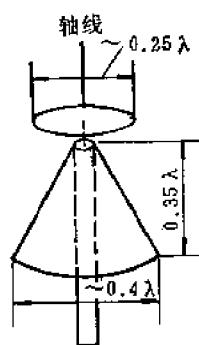
原理也一样。不同的是在天线底部，套筒振子外导体直接接地，而中馈天线外导体与地是绝缘的，这是因为它与地是通过一并联振荡回路连接的。并联振荡回路的谐振频率随工作频率而变，使得天线的底部与地之间始终存在一个比较大的阻抗。因而中馈天线上电流分布在天线长度小于半波长时，始终是天线底部出现电流最小值。在稍大于半波长时天线底部电流也较小。这就减少了天线与地之间的耦合影响，从而减小了地对天线方向图及阻抗的影响。所以中馈天线亦称为中馈与地无关天线。

中馈天线广泛地应用于车辆（坦克、装甲车等）甚高频无线电台上。由于地对天线方向图、阻抗影响小，就比较容易实现不同车辆下相同的天线自动调谐系统，并减小方向图的畸变（要求水平平面方向图为圆形）。

盘锥形天线

discone antenna

这是一种超短波天线，有很宽的频带特性，它由一盘和锥组合而成（见图示）。上部圆盘与同轴馈线的内导体连接，而下面的圆锥与同轴馈线的外导体相接。该天线在水平面内无方向性，而在垂直面内的最大辐射方向随盘锥尺寸不同而变化。



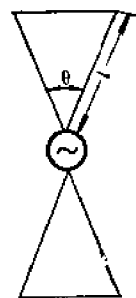
盘锥形天线

双锥形天线

biconical antenna

两臂成圆锥形，馈线从两臂中点接入进行馈电的一种对称天线，叫做双锥形天线，

见图示，天线的性能取决于臂长 l 和圆锥角 θ 。小角度的双锥天线已很少采用。当圆锥角等于 $30^\circ \sim 60^\circ$ 时，双锥形天线具有带宽的阻抗特性，这种宽角双锥形天线，常被用作宽频带天线。圆锥臂可以用金属板或金属线网构成。

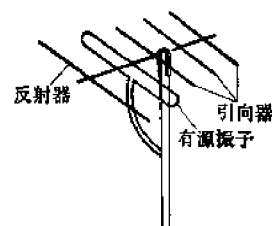


双锥形天线

八木天线

Yagi antenna

八木天线由一个有源的半波振子（通常是折叠式半波振子），一个或若干个反射器（其臂长稍长于半波振子，有时也用反射网作反射器）和一个或若干个引向器（其臂长稍短于半波振子）组成的一种线形端射天线（见图示）。反射器和引向器是无源的，它们



八木天线

受半波振子辐射场的感应而产生高频电流，振子臂长和间距调节，适当时，可以在引向器的方向上形成较尖锐的波束。最简单的八木天线只有一个反射器和一个引向器。复杂的八木天线引向器可以多达 10 个。这种天线变量很多，计算极为复杂，故多用实验法进行调整。

这种天线的优点是结构简单，馈电方便，

重量轻, 便于转动, 具有一定的增益。缺点是频带窄, 为获得更高的增益, 可由若干八木天线排成八木天线阵, 八木天线在超短波和微波波段获得了较广泛的应用。

八木天线又称波渠天线。

波渠天线

yagi array

见“八木天线”。

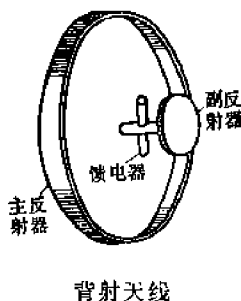
背射天线

backfire antenna

在不增加天线长度或口径尺寸的情况下, 利用背射原理可以大大提高端射天线的增益。馈电器辐射的电磁场, 由于副反射器的反射作用, 使辐射能量射向主反射器, 经其反射后(可看成镜象的作用), 形成较尖锐波束。但是, 要达到最大增益, 必须满足在主反射器和副反射器之间的空间形成驻波的条件, 即其间距为半波长的整数倍。背射原理是以两个反射器之间电磁波的多次反射为基础的, 在两反射器之间形成了一个谐振腔体一样的空间。

这种天线出现较晚, 利用平面反射器和一个简单的馈电器, 就很容易达 15~30 分贝的增益, 而不需要复杂的抛物面。它在 E 面和 H 面内的旁瓣特别低, 后瓣也极小。成本比具有相等增益的其它天线要低得多。

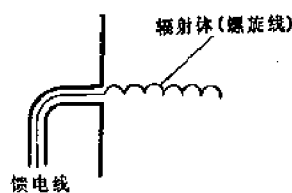
可以分为短背射天线和长背射天线两大类。它可以作单个天线使用, 可作抛物面天线的馈电器, 或可由数个构成单脉冲系统等。



螺旋天线

helical antenna

辐射体绕成螺旋形的天线(见下图)称为螺旋天线。同轴线的芯线与螺旋线的始端相连, 而外导体则与接地的金属网(或板)相连接。螺旋天线的辐射方向与螺旋线圆周长有关。当其圆周长远小于波长时, 辐射最强的方向垂直于螺旋轴; 而当其圆周长与波长可以比拟时($\text{圆周长 } l = (0.25 \sim 0.45)\lambda$ 时), 天线最大辐射方向沿天线轴方向, 这时它成为一种圆极化的行波天线。



螺旋天线

圆极化螺旋天线可用于飞行体之间或飞行体与地面的通信以保证稳定接收。

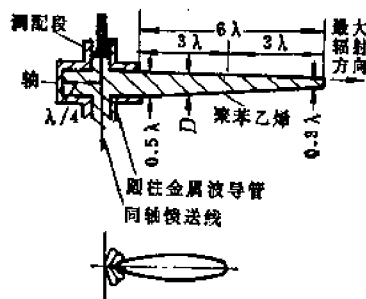
这种天线通常按其表面形状为: 圆锥螺旋、平面螺旋等; 或按照螺旋线所遵循的数学形式分为: 等角螺旋、阿基米德螺旋等。

这是一种与频率无关的天线, 也就是说在极宽的频带内电性能良好。

介质棒天线

dielectric rod antenna

利用一根适当形状的介质棒作为辐射源的天线, 称为介质棒天线。这是一种微波的定向天线。介质棒天线的性能决定于介质棒的尺寸和介质材料的介质常数及其损耗值。



介质棒天线

上图就是长度为 6λ 的聚苯乙烯棒天线和它的方向性图。介质棒接在圆柱波导管内。由波导直接激励或在始端由同轴线激励,并有调配装置,这种天线是一种行波天线。

介质棒导波性能决定于它的介电系数和直径。对于聚苯乙烯来说,当直径小于 $\lambda/4$ 时,导波性很微弱,换句话说,仅一小部分电磁能可在棒中传播。而当棒的直径为一个波长左右时,则绝大部分电磁能都可限制在棒中传播。为了使棒的终端能与自由空间匹配,一般将棒做成锥形形状。对于聚苯乙烯棒,直径最好是 $0.3\sim 0.5\lambda$ 。图中介质棒天线的方向性系数可达 16 分贝。

介质棒天线适用于体积要求小,在比较宽的频带内有一定的方向性和不宜采用金属天线的场合,其缺点是介质有损耗,效率不高。

介质棒天线可单独使用,也可由多个构成阵天线。

表面波天线

surface-wave antenna

能传播表面波而在其不连续端点产生辐射的天线叫表面波天线。它属于行波天线。表面波是一种沿着两种媒质分界面传播,而沿分界面的纵向无辐射的波,其能量被局限在导向系统的分界面附近,沿导向体向前传播。它由激励器和导向体组成。根据导向体形状,可分为平面型和柱面形表面波天线。

导向体实际上是一个“慢波”系统,它可以是覆盖介质层的金属体、也可以是带数个金属盘的金属杆,等等。在这个系统及其



表面波天线

周围空间的电磁波,以低于光速的相速向前传播。

这是一种端射天线,可以做成隐蔽而不外显的形式,故可用在高速的飞行体上。

漏波天线

leaky-wave antenna

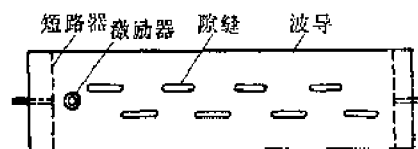
将功率以小的增量连续辐射到自由空间的一种行波天线。

这种天线的最大辐射方向和天线轴成一角度。该角可以根据要求通过设计来选定。

隙缝天线

slot antenna

在金属板上开槽,并在槽的对边上馈电,这样,金属板的两侧就有电磁波向外辐射,这种天线称为隙缝天线见图所示。



纵向隙缝阵同相谐振天线

隙缝天线可以在平板上也可以在圆筒上、波导上开槽。

这种天线的优点是结构简单牢固,表面没有突出部分,因而适用于高速飞行体上作为平装天线。在微波波段用隙缝天线代替振子作为天线阵的单元,解决振子太小制造困难、馈电不便的缺点。

隙缝天线的缺点是频带窄。

角形反射器天线

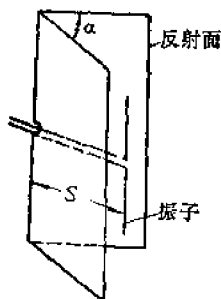
corner reflector antenna

两个反射平面以某一角度相交,构成一角反射器,由角反射器和馈电器组成系统称为角形反射器天线。它是一种定向天线,当交角 $\alpha = 90^\circ$ 时,就成为直角反射器;当 $\alpha = 180^\circ$ 时就成了平面反射器,作用与地面相似,可用镜象法来分析。角形反射器的口径宽度应该是工作波长的一倍至两倍,在超短波和微波波段上,这种天线用得较多。

利用镜象法可以求得这种天线的方向图。考虑到镜象后，它相当于一个多元阵，所以它比平面反射器具有更高的方向性。

最常用的角形反射器是直角反射器，其方向图与馈电器（一般用半波振子）到两个面的交线的距离 S 有关，一般取 $S = 0.25 \sim 0.7\lambda$ 。

为了减少重量和承受大的风负荷，角形反射器可以做成栅网状。

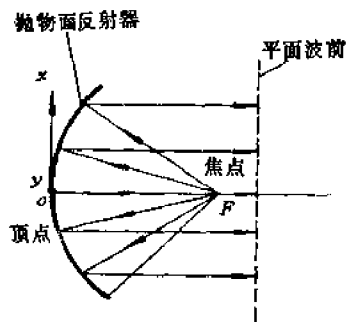


角形反射器天线

抛物面反射器天线

parabolic reflector antenna

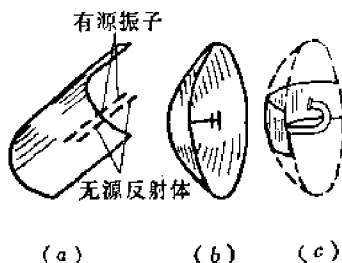
由抛物面反射器和位于其焦点上的照射器两部分组成的面式天线，通常简称为抛物面天线。其原理与光学探照灯相似，利用反射法能将照射器的球面波，转变为平面波。照射器也称馈源，通常采用喇叭或带反射器的对称振子作为照射器（见图示）。这样，



抛物面反射器天线原理图

由它辐射的球面波，经抛物面反射后，变成平面波，将能量集中到抛物面正前方传播出去，因而具有较强的方向性和增益。

抛物面反射器的形式很多，有旋转抛物面（图（b）），柱形抛物面（图（a）），切割旋转抛物面（图（c））等。

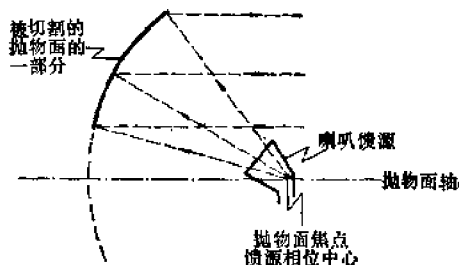


抛物面天线

偏置抛物面反射器天线

offset paraboloid reflector antenna

这实际上是一种偏置馈源的抛物面反射器天线。原始的抛物面反射器天线是中心馈电的，也就是馈源放置在抛物面的焦点上，并且使抛物面中心照射最强，但这种原始的抛物面反射器天线有一个很重要的缺点，就是照射最强的抛物面的中心部分的反射波被照射器所阻挡，这样不仅使天线的方向性变坏，降低了天线效率，而且对照射器的工作有严重影响，为了消除馈源对抛物面中心部分反射波的阻挡，采用了许多办法，其中之一就是把馈源移出抛物面反射场的作用范围，也就是截出抛物面的一部分作为反射器，而将馈源仍放置在抛物面的焦点上，但是，与抛物面的轴偏转一定的角度去照射被切割的抛物面，因此，偏置抛物面反射器天线也叫做偏馈抛物面天线。

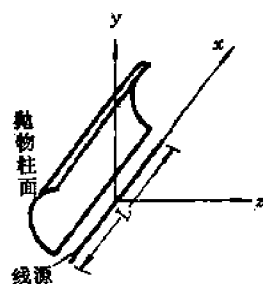


抛物柱面反射器天线

parabolic-cylinder antenna

反射面是一个抛物柱面的天线称为抛物柱面天线。它用沿焦线分布的线源作馈源,如扁喇叭,线性振子阵或波导隙缝阵等。馈源的长度 L 应近似等于圆柱母线的长度而且应远大于波长 λ 。它与反射面的距离应小于 L^2/λ 。

这种天线主要用于需要扇形波束的场合。

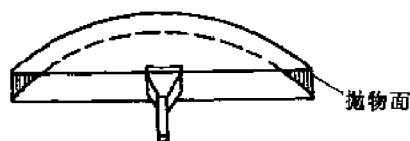


抛物柱面天线

抛物盒天线

pillbox antenna

它是抛物柱面天线的变形。由组成抛物柱面的金属带和两块平行的金属盖板组成(见下图)。其盖板间距小于一个波长。馈源



抛物盒天线

多采用开口波导或小矩形喇叭。这种天线主要用来作为抛物柱面天线或特殊轮廓柱面天线的线状馈源。

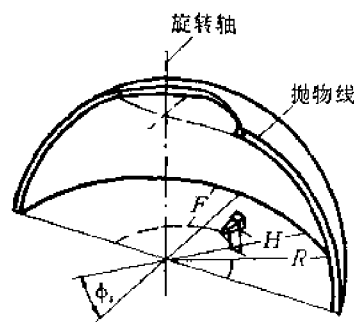
本天线亦称为弓形抛物面天线。

抛物环面天线

parabolic torus antenna

它是一种机电广角扫描天线,其反射面是由一段抛物线绕一轴旋转而成。这条轴线与该抛物线的准线平行,且在抛物线顶点到

焦点连接的延长线上,旋转半径 R 约为焦距的两倍(见图)。当馈源沿抛物线焦点轨迹(图中虚线所示)移动时,即可在广角实现波束扫描。它可用于雷达站。



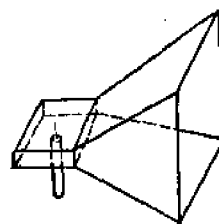
抛物环面天线

(180°实反射面透罗斯天线示意图)

喇叭天线

horn antenna

喇叭天线是用途广泛的天线型式之一。它可以看成是将波导末端扩展而成的。由圆波导扩展成圆锥形喇叭;由矩形波导扩展成的喇叭型式较多:只有一个面扩展的叫扇形喇叭,其中沿电场所在平面扩展的叫 E 面扇形喇叭,沿磁场所在平面扩展的叫 H 面扇形喇叭;两个面同时扩展,并有一公共交点的叫角锥形喇叭,有一公共交线的叫楔形角锥喇叭;两个方向依次扩展的叫混合型喇叭(见图)。



喇叭天线

喇叭天线因为口径是扩展的,易于与自由空间匹配,因此驻波比很小。

喇叭可作为单独的天线使用,也可以作为馈源或阵天线中的辐射单元。

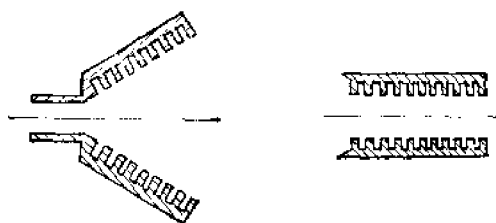
波纹喇叭

corrugated horn

由于普通喇叭 E 面波束宽且旁瓣高,用它作反射器天线的初级馈源难以得到更高的增益。喇叭的内壁采用波纹结构后(如图所示)可以改进普通喇叭的 E 面特性,这样 E 面和 H 面波束宽度可以相等且旁瓣低(正交极化分量场也小)这种带波纹结构的喇叭称为波纹喇叭。



波纹喇叭示意图



锥形波纹喇叭

柱形波纹喇叭

用它作为反射器的馈源可以提高天线增益,所以在卫星通信、射电天文中得到广泛的应用。

但是,和普通喇叭比较,波纹喇叭的加工比较困难,口径也比较大,对应用可能带来一定的限制。

标量喇叭

scalar horn

通常所说的标量喇叭系指波纹喇叭而言(参见波纹喇叭)。由于在波纹喇叭的内壁上电场与磁场的边界条件相同,电场与磁场的特性可用一个相同的标量函数来表示,因此波纹喇叭也称为标量喇叭。

对角线极化喇叭

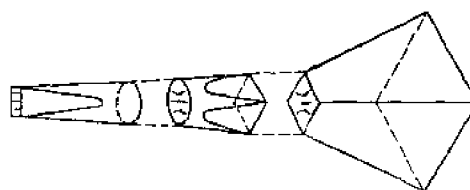
diagonal horn

喇叭的截面是方形的,喇叭内传输的波是相应的方波导内两个等幅等相的模的合成,其中一个模是 TE_{10} 模,而另一个则是它的简并模 TE_{01} 模,两个模的合成电场极化

方向是平行于它的对角线的,故称为对角线极化喇叭。

对角线极化喇叭的方向图是近似圆对称的,不仅在 E 和 H 主平面内,而且在 45° 和 135° 平面内其三分贝点,10分贝点和20分贝点的波束宽度近似相等。

这种喇叭可做成性能良好的圆极化馈电器。只要在波导内放入一个移相器,用来实现对角线极化的两个正交分量之间的 90° 相差,就可实现圆极化。



由矩形波导激励对角线极化喇叭

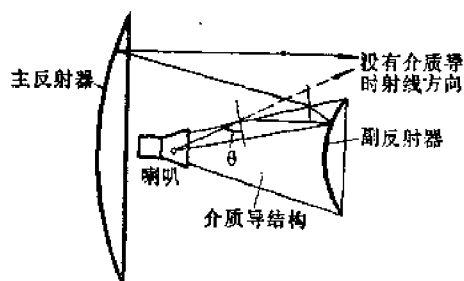
变张角喇叭

horn for variation of flare angle

变张角喇叭就是锥形喇叭,它利用改变张角将喇叭中基模的部分能量转变成高次模的能量,从而产生幅度渐降分布的口面场,以克服一般喇叭由于 E 面场等幅分布造成的旁瓣高、波束窄的缺点,使得波束宽度基本上对称,两个面上的旁瓣都比较低,而且容易实现圆极化。变张角喇叭中的高次模的形成由喇叭张角在其长度内进行一次或几次小的改变来实现的。

介质导馈电器

dielectric guide feed



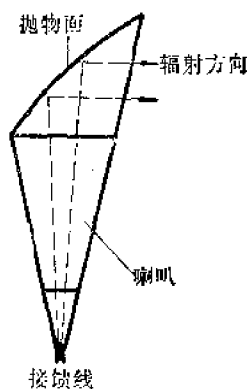
装有介质导馈电器的卡塞格伦天线示意图

为了提高天线的效率, 将由低耗介质材料制成的“介质导结构”加于馈源和副反射器(或主反射器)之间, 构成介质导馈电器。它利用了全内反射原理来减少口径边缘能量漏失, 并使口径场照射均匀, 从而较合理地解决了天线照射效率和漏失效率不能同时得到最大的矛盾。

喇叭-抛物面天线

horn-parabolic antenna

如图所示, 取抛物面的一部分作为反射器, 与偏置的馈电喇叭组成的天线称为喇叭-抛物面天线, 或称喇叭反射器天线。



喇叭-抛物面天线

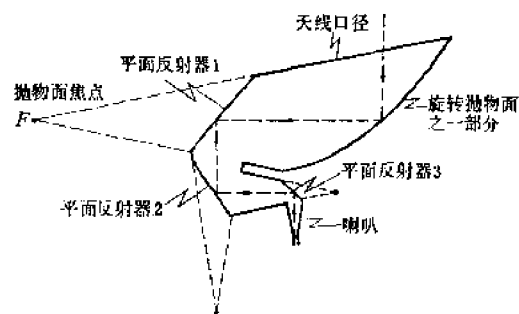
该天线消除了抛物面反射器天线中反射器对照射器的影响及照射器对反射波的遮挡作用。同时由于喇叭较长, 喇叭口径上的场强分布较均匀, 所以方向性可以增强; 同样由于喇叭较长, 引起辐射场的反射小, 可以得到较好的匹配, 工作频带较宽。此外, 由于对四周遮挡严后向辐射小, 即防护性大, 效率较高, 噪声温度低, 但其结构较抛物面天线复杂。

折叠喇叭反射器天线

folded horn reflector antenna

折叠喇叭反射器天线是在喇叭反射器天线的基础上进行改进后的一种小型化天线。我们知道, 喇叭反射器天线的突出优点是(1)信息漏失极少; (2) 可以装置开式低噪声前

置放大器, 因而天线效率很高, 但是它有一个极大的缺点就是结构特别庞大, 安装复杂。折叠喇叭反射器天线具备了喇叭反射器天线的优点, 只是由于反射面的增多, 旁边电平有所增高, 效率有所降低, 但换取的是结构紧凑, 体积减小。下图示出的是三次折叠的喇叭反射器天线的示意图, 在图上还表示出各部分的形状和整个天线的工作原理。



折叠喇叭反射器天线

无线电反射器

radio reflector

在微波线路中, 为了绕过中间的障碍物, 或者省去长的传输线, 或由于其他原因, 往往需要改变电波的传播方向, 因而采用无线电反射器。无线电反射器可以用抛物面反射器, 也可以用平面反射板, 典型的无线电反射器装置如图所示, 其中图(a)的无线电反射器——抛物面反射器。远离有源中继站的通常

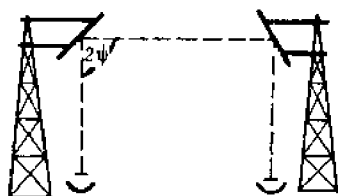


(a)

无源中继站

称为无源中继站, 它能接收一站的信号而不经放大向另一站转发。在图(b)的反射板则靠近发射天线或接收天线称为潜望镜天线。它是典型的无线电反射器, 应用较多。

无线电反射器也称为无线电镜。



(b)

潜望镜天线

无线电镜

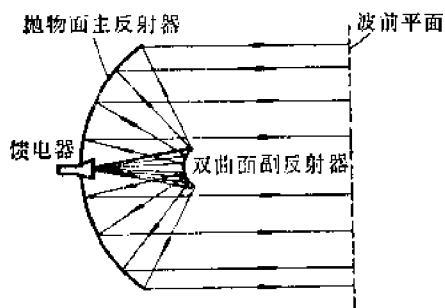
radio mirror

见“无线电反射器”。

卡塞格伦天线

Cassegrain antenna

卡塞格伦天线是根据光学卡塞格伦望远镜原理制造的。它有两个反射面与一个初级馈源。一般地说，主反射面为旋转抛物面，副反射面为旋转双曲面。初级馈源放在双曲面的一个焦点上，双曲面的另一个焦点与抛物面的焦点重合（见图）。这样，初级馈源



卡塞格伦天线原理图

辐射的球面波经双曲面反射后等效于由抛物面焦点辐射的球面波来照射抛物面，再经抛物面反射后便成平行于抛物面口径平面的平面波。这种天线不仅缩短了总的轴向尺寸，并可将低噪声放大器安装在初级馈源附近，使馈线大大缩短，从而降低了噪声温度。为了与其它形式的卡塞格伦天线相区别，有时把这种主反射面为旋转抛物面、副反射面为旋转双曲面的卡塞格伦天线，称为标准卡塞格伦天线。

这种天线在卫星地面站和单脉冲雷达中

得到广泛的应用。

整形卡塞格伦天线

shaping Cassegrain antenna

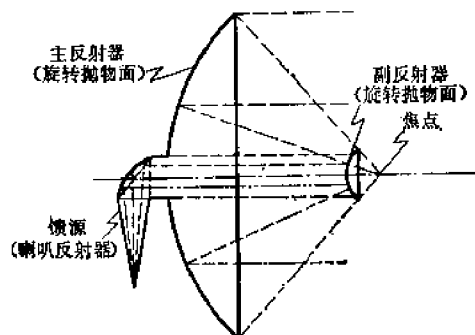
整形卡塞格伦天线是一种改进型的卡塞格伦天线。同时改变标准卡塞格伦天线主反射面与副反射面的形状，使得初级照射器对副反射面的不均匀照射经副反射面与主反射面反射后，在主反射面口径平面上得到幅值和相位都均匀分布的电磁场。这样可提高天线面积的利用系数，同时又可使初级照射器对副反射面边沿的照射电平尽量低，而使照射效率提高，从而解决了普通天线中照射效率与面积利用系数的矛盾，大大提高了卡塞格伦天线的增益系数，使卡塞格伦天线的效率达到 70% 至 80%，有时甚至达到 85% 以上。

整形卡塞格伦天线可以同时改变主反射面与副反射面的形状，也可以只改变副反射面的形状。凡是经过改变的卡塞格伦天线都称为整形卡塞格伦天线。

近场卡塞格伦天线

near-field Cassegrain antenna

这是一种双反射面天线，由标准卡塞格伦天线发展而来的，所不同的只是它的副反射器不是旋转双曲面，而是与主反射器（旋转抛物面）共焦的旋转抛物面，它的初级波前不是发散的球面波前，而是平面波前，因而，副反射器的信息漏失比标准卡塞格伦天线要小。另外，这种天线便于使用成本低、



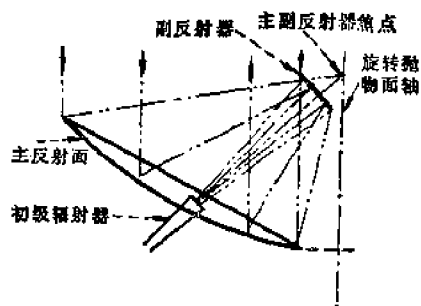
近场卡塞格伦天线

效率高的开式低噪声固态前置放大器，这是因为它的安装稳定，不致倾斜。

偏置卡塞格伦天线

off-set Cassegrain antenna

偏置卡塞格伦天线又称开放式卡塞格伦天线。为了消除副反射面遮挡的影响，其主反射面只用旋转对称体的一部分，从而使副反射面不遮挡主反射面反射的电磁场（见图示）。

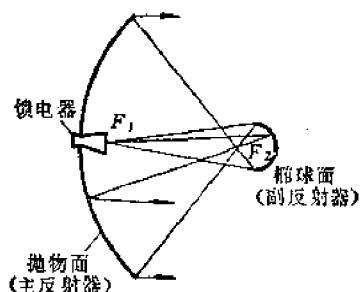


偏置卡塞格伦天线示意图

格雷戈伦天线

Gregorian antenna

这是由抛物面主反射器和部分椭球副反射器构成的双反射器天线。椭球面的一个焦点与抛物面焦点重合，馈源置于椭球的另一焦点上。由椭球的性质可知：从椭球一个焦点发出的射线，经椭球面反射后，必经过另一个焦点（即抛物面焦点）到达抛物面，再经过抛物面反射后产生一个笔形波束，如图所示。



格雷戈伦天线原理图

一般说，它的径向尺寸较大，性能也不

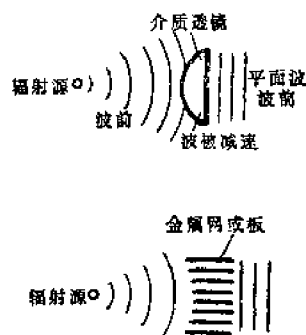
比卡塞格伦天线优越，所以应用也不如卡塞格伦天线普遍。

透镜天线

lens antenna

透镜天线与反射器天线的作用一样，是将球面波或柱面波前转换成平面波前，来产生笔形波束、扇形波束或其它形状的波束。透镜表面是按几何光学原理设计的。其表面形状决定于馈源的型式，也决定于透镜介质的折射指数 n 大于 1 还是小于 1 (n 与相对介电常数的关系是 $n = \sqrt{\epsilon_r}$)，因为它通过改变在介质中波的相速来得到在辐射口径上的平面波前的。透镜天线可以分为馈电和聚焦两大部分。

根据得到折射率的方法，透镜可分为介质透镜、金属透镜、金属介质透镜等。在微波雷达中，均匀 (n 为常数) 与不均匀透镜都已应用。



透镜天线

介质透镜天线

dielectric lens antenna

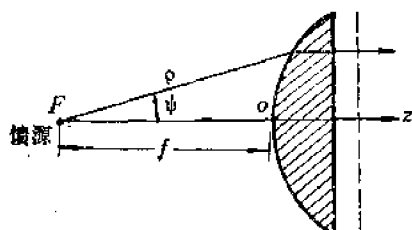
它是采用低耗介质材料（如聚苯乙烯、聚四氟乙烯等）做的透镜与置于其焦点上的馈源构成的一种透镜天线。这些介质材料的折射指数 n 大于 1，波在介质中的传播速度等于自由空间波速的 $\frac{1}{n}$ ，故又称为减速透镜。馈源由焦点 F 发出的球面波，到达透镜中心比到达透镜边缘所走的路径短，透镜中的减速波，在中心处比在边缘处走的路径长时，才能使波同时到达透镜出口处形成平面

波前。所以,这种透镜中心厚,边缘薄。透镜曲面满足方程

$$\rho = \frac{n-1}{n \cos \psi - 1} \cdot f$$

式中, n 为介质的折射指数; ρ 、 ψ 、 f 见图中所标。它是一条离心率为 n 的双曲线。

考虑到重量问题,这种天线一般只用在较小口径的透镜天线。

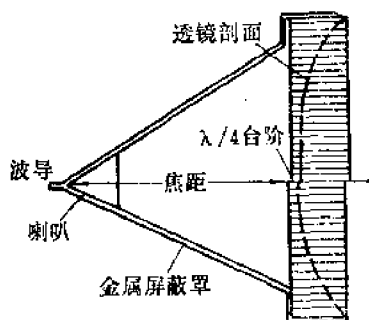


介质透镜天线

金属延迟透镜天线

metallic delay lens antenna

在金属延迟(或称减速)透镜天线中,构成延迟透镜的是人工介质。它是模拟介质材料的晶格而排成三维阵列或者点阵结构的金属元件所组成的见下图。这种透镜没有象



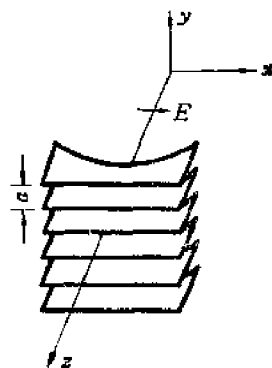
金属延迟透镜天线

金属板透镜那样的带宽限制。但它要求:(1)单元间隔必须小于最短工作波长;(2)与最短波长相比,单元尺寸必须是小的,一般小于或等于四分之一最短工作波长。这样,对所有较长的波长,此介质的等效折射率可视为常数。

金属板透镜天线

metal-plate lens antenna

这种天线由相互平行的许多金属板组成,金属板与电场 E 平行的称为 E 面金属板透镜天线见下图。金属板的作用如同一波导,



柱面金属板透镜天线

当相邻金属板的间距 $a \geq \lambda/2$ 时它传输入射波,且能在其中传播主模 H_{10} 。其聚焦特性是靠通过平板间的电磁波的相速不同于自由空间的速度来实现的。因为波导中相速为

$$V = V_0/n = V_0 \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}$$

式中 V_0 是自由空间的传播速度;

$$n \text{ 是折射指数, 它等于 } \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}$$

因 $n < 1$, 所以这是一种加速透镜。聚焦透镜呈凹形。一般选择 a 使 n 为 0.5~0.6 之间。

因折射指数随波长变化,所以这种天线的频带是比较窄的。

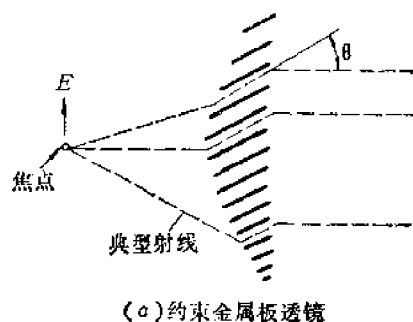
约束金属透镜天线

constrained metal lens antenna

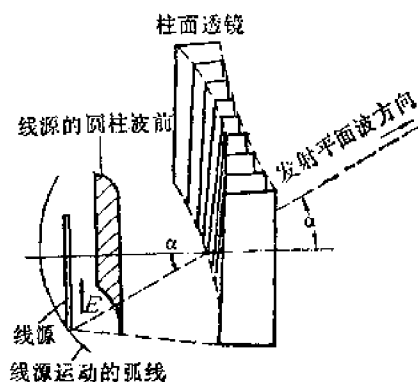
它有简单的结构,且保持了延迟透镜的宽带特性。这里,媒质中相速的有效延迟是迫使波通过更长一段路程而获得的。图(a)为由一些适当赋形的、并相对透镜轴倾斜的平板所组成的双曲面透镜。其有效折射指数为

$$n = \frac{1}{\cos \theta}$$

透镜的设计可用和介质透镜相同的方法。因折射与频率无关,故频带很宽,这里平板间距应小于 $\lambda/2$,同时电场极化方向应与约束平面平行。图(b)是一种可扫描到 110° 的广角扫描约束透镜天线。这里通过的透镜为快波,电场极化方向应与金属板平行。



(a) 约束金属板透镜

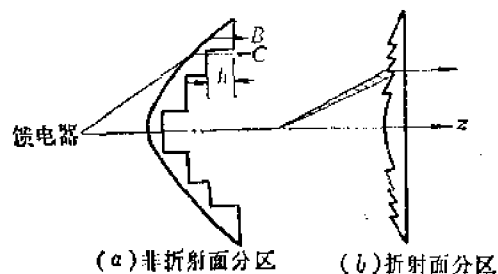


(b) 柱面约束金属板透镜

分区透镜天线

zoned lens antenna

一般介质透镜通常都是很重的,采用分区透镜可以减小厚度、减轻重量。它可分为非折射面分区和折射面分区两种(见下图)。前者可适当调节参数 h ,使相邻射线



(a) 非折射面分区

(b) 折射面分区

分区透镜天线

的路程差为波长的整数倍。由于透镜的分区带来对频率的敏感性。后者图中阴影区的能量没有有效地利用,使增益下降,旁瓣抬高。

金属板透镜也可以分区。

有源天线

active antenna

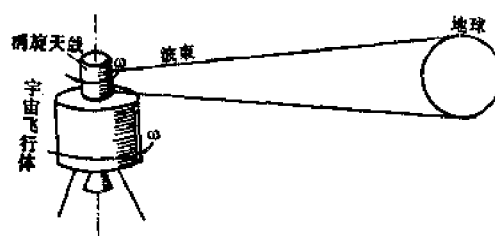
只含有金属部分和电介质的普通天线称为无源天线。与此相对应,如果一个天线还包含有有源元件(如晶体管、隧道二极管、变容二极管等),则称为有源天线。有源天线主要用于天线小型化,展宽频带,电子扫描等场合。

消旋天线

despum antenna

消旋天线主要用于自旋稳定的卫星通信及雷达设备上。消旋天线的增益要比全向天线的增益大 $1\sim 2$ 个数量级。

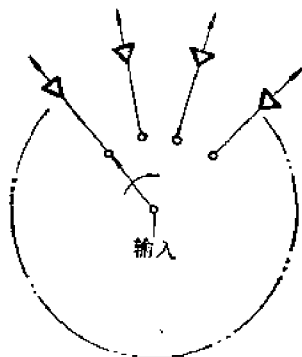
消旋天线是一种锐波束天线,为使波束始终指向地球方向,就要使天线波束的旋转方向与卫星的自旋方向相反,而旋转角频率相同,所以也称为反自旋天线。



消旋天线示意图

消旋(反自旋)的方法有三种:第一种是机械消旋法,即用机械方法使天线反射面的旋转方向与自旋卫星的旋转方向相反。第二种是电子消旋法,即将若干辐射元等间隔排列在以卫星自旋轴为圆心, R 为半径的圆周上,控制各元的激励相位,使合成的波束始终指向地球方向。它是用调整插入各辐射元电路中的铁氧体移相器的相移量来实现相位控制的。所以也称相控阵方式。第三种是电子开关消旋法,它的波束扫描(反自旋)

是用开关接通围绕卫星四周辐射元的发射机（或接收机）完成的，见下图所示。



电子开关消旋天线结构图

全息天线

holographic antenna

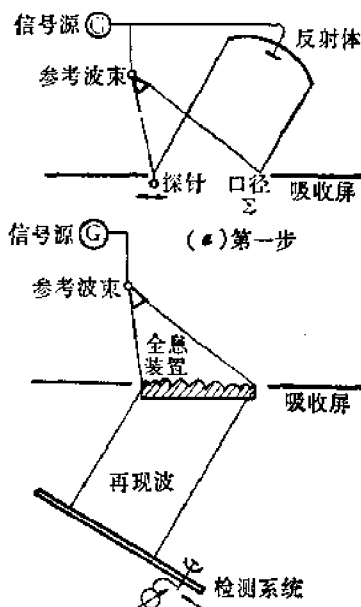
全息天线就是应用光学全息摄影原理制成的天线。它可以在任意中等面积、任意馈源、任意给定辐射图的条件下，用实验方法综合得到。因此全息天线也属于综合天线一类。全息天线的原理简述如下：

图(a)所示，假定信号分别送给一个喇叭照射器和一个抛物面反射体，它们同时射向口径 Σ （口径 Σ 以外是吸收屏），于是在口径 Σ 上形成两个场的干涉。由口径 Σ 的干涉场的再辐射，形成了此天线系统（喇叭照射器、抛物面反射体及口径 Σ ）的辐射图，此辐射图主要由抛物面反射器场决定。

可以用全息技术得到同一辐射图，其方法是：在图(a)装置的口径 Σ 上，用一探针检测口径 Σ 上的干涉场，在探针沿口径移动时，用记录器将检测信号绘成口径干涉场曲线。然后用一块石蜡板，其横断面制成口径干涉场的曲线的那样。那么将此石蜡板置于口径 Σ 处，将抛物面反射体移去，而仅用喇叭馈源照射，在口径之外，就能获得图(a)原来的辐射图（称为微波再现）。图(b)的整个装置，包括馈源（喇叭照射器）及全息装置（石蜡板），就是能够获得给定辐射图的全息天线。

以上介绍的只是一种全息装置，还可以

用其它方法制成全息装置。



全息天线原理图

信号处理天线

signal processing antenna

信号处理天线，就是把天线作为信息处理器，采取一系列措施进行信号处理来改善天线性能，使获得的信息量或信息率最大。

通常，在天线阵中采用非线性天线元，使各单元的输出进行乘法运算的方法；也可使用天线元的激励进行时间调制的方法；或者采用宽频带信号和匹配滤波器的方法等。来加强天线方向性、抑制副瓣、提高分辨力，以获得最大信息量。

目前，调相天线、米尔斯十字天线、复合干涉仪、时间调制天线阵等，都属于此类天线，且广泛的用于射电天文学、雷达、宇宙飞船及军用火箭等方面。

相乘阵

multiplied array

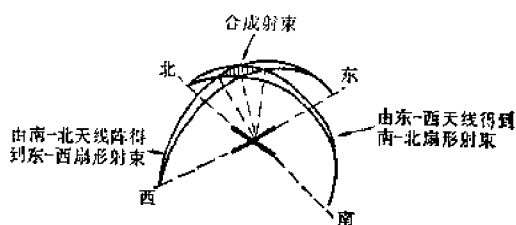
为了增强天线方向性，往往把许多单元天线排成阵列，构成天线阵。天线阵分端射式（最大辐射方向沿着振子连线方向）和边射式（最大辐射方向沿着振子连线的垂直方

向)两种。前一种如引向天线,后一种如同相水平天线。要加强方向性,就要把天线阵再排阵,这就是相乘阵。相乘阵一般用二至八个引向天线单元适当排阵,这时天线方向性应是一个引向天线的方向图与二至八个点源的阵因子方向图的乘积。排阵的原则应使所需方向加强,而不需要的方向减弱或抑制。这样便能减小干扰(发射)和提高信噪比(接收)。相乘阵的原理,已广泛应用于通信、广播、雷达等方面。

米尔斯十字天线

Mills cross antenna

将具有扇形波束的两个直线天线阵垂直交叉放置(如图)。对此两个直线阵以一定



米尔斯十字天线示意图

的频率迅速地依次同相和反相馈电,则在两波束相交区域的信号受这种转换频率的调制。调制输出与两种状态的功率之差成正比,后者又与两天线阵电压的方向函数之积成正比。因此,这个十字天线阵和同样纵横尺寸的方形天线阵具有相同的笔形射束,但是所需的天线元数目却少得多。这种天线广泛地应用于射电天文研究方面,以获得对射电源的高分辨能力。

脉冲激励天线

pulse-excited antenna; pulsed antenna

随着通信雷达的工作方式向数字化方面发展以及脉冲技术的迅速发展,对天线提出了新的要求。要求研究天线在瞬态条件下的性能。例如,如脉冲持续期的数量级为毫微秒(即 10^{-9} 秒),在此期间内即使电磁场以

真空光速(3×10^8 米/秒)进行也只能走过0.3米。如果天线长度比这大,则当馈送的电流未到顶端,脉冲已过。又如,发射 δ 函数脉冲时,辐射场可能不依 δ 函数变化而依其二阶导数变化。此外,还有发射华尔什(Walsh)函数波的可能性等等问题都属脉冲激励天线的问题。在这种情形下,原来基于正弦波稳态条件下发展起来的天线理论和用以设计的依据是否适用于这种瞬态条件;能否依据脉冲激励的条件设计新的天线结构都是要进一步研究和探索的课题。

六、天线测量及其它

仿真天线

artificial antenna

仿真天线也称假天线,用集总参数的二端网路组成。该网路具有和实际天线相等的输入阻抗,并且能承担同样的功率。但不能辐射和接收无线电波。

仿真天线是在测试调整发射机时使用,这时不希望信号辐射出去,可以用仿真天线代替真天线,使发射机在和真天线完全一样的负载阻抗下进行调试。

假天线

phantom antenna

见“仿真天线”。

天线馈电线

feed line of antenna

连接天线与发射机(或接收机)用以馈送高频能量的传输线称为天线馈电线或天线馈线。发射机的高频能量通过馈线输送至天线的过程称为馈电。

对馈线的要求有:

- (1) 天线与馈线匹配、损耗小、传输效率高;
- (2) 馈线应该没有天线效应,不辐射或接收电磁波;

(3) 发射馈线能承受给定的功率。

天线罩

radome

保护天线免受自然环境有害影响的一种罩子。通常希望天线罩对天线电性能的影响尽可能小。天线罩为天线与实际空间提供一个适宜的分界面,以便使天线保持结构、温度和空气动力特性不变的同时,能得到所要求的电性能。

天线罩按其用途可分为航空天线罩,地面或舰艇用天线罩;按其外形分为:平板天线罩,球形天线罩;按其横断面结构分为:单层天线罩,夹层天线罩,多层天线罩,具有金属含物的天线罩以及空间骨架结构天线罩。

天线罩虽能保护天线,但会使天线损耗增加、方向图变坏、噪声增大,因此在不太坏的条件下应尽量少用。

天线罩噪声

radome noise

由于天线罩本身以及覆盖其上的雨水、灰尘等物对电磁波的吸收、散射、反射作用,从而使天线噪声增加,这种由于天线罩的存在而带来的附加噪声叫天线罩噪声。

地网

grounded counterpoise

用若干根导线以一定方法配置,架设于地面或埋设于地下以作为接地天线的地线,称为地网。

架空地网

elevated grounded counterpoise

当垂直底馈天线或车辆用垂直中馈天线在其介质天线升高而成为架空天线时(可增大通信距离),用同轴电缆向天线杆顶部的垂直天线馈电,为了消除在馈电电缆上感应电流的辐射所引起的方向图畸变,需要在天线杆的顶部、垂直天线的下端架设一架空地网,以便天线对馈电电缆保持隔离,减少电缆上感应电流辐射影响。架空地网通常是用

几根辐条,在周围用软编织导线连接组成。车辆甚高频中馈天线的架空地网,辐条长度一般为1米。

缩尺模型

scale model

由于麦克斯韦方程式的直线性,当一种电磁结构在某一给定频率 f 时所具有的性质,将和所有线性尺寸均以 $\frac{1}{n}$ 的比例缩小后,在另一频率 nf 时的性质相同,因此在测试天线性能时,可以将频率提高 n 倍,同时将天线尺寸缩小 n 倍来进行,缩小后的天线称为缩尺模型或模型天线。应当注意的是,电导率很难找到正好符合缩尺比例的金属来代替所研究的正式天线所用的金属(例如铜或铝),幸好导电损耗对大部分天线的影 响均不大,只有在某些天线需要考虑天线辐射体及地中的导电损耗时,应用缩尺模型需特别小心。另一方面,完全按比例缩小尺寸有时也很难做到,例如像传输线或紧固件之类的东西,在比例上的微小差别对阻抗性能的影响远大于对辐射性能的影响,因此,缩尺模型一般应用在对天线辐射性能的研究上,也可以在阻抗特性变化趋势的研究上应用。

现场测量

on-site measurement

对天线的电性能在架设的现场进行测量,称为现场测量。凡天线的电性能与现场周围的环境、地质等有密切相关的,都必须进行现场测量,例如埋地天线的阻抗、方向图等与地质的电特性及埋地深度有关,就必须通过现场测量加以确定。有些大型天线也往往在现场测量,以校验其性能指标是否符合设计要求。要想测定铅垂平面的方向图,其最大方向是否对准预定方向,可在现场用放气球的方法来测定。

接地平面

ground plane

接地平面是对一个辐射系统起镜像作用

的一个导电平面。它通常又叫做镜象平面。

测量场测量

oh-site measurent

对天线的电性能在特定的测量场进行的测量称为测量场测量。测量场可以是附有测试设备(如测试架、测试塔或其他设备)符合要求的专门选定的广场,或者是能吸收电磁波的吸收室。在测量场可以对天线的方向图、增益、阻抗、极化及一系列其他性能进行测量。一般是用来测定欲要研制天线的模型天线的电性能,或者用来校验已制天线的电性能是否符合预定要求。总之,除必须要在现场测量外的一切测量均可在测量场进行。

扫描场探针法

scanning field probe method

这是一种转换近场测量数据得到远场方向图的一种方法。近场探针测量包括面电流、电荷分布的测量和口面场振幅和相位分布的测量。

扫描场探针法就是使用一种扫描探针取样天线口面的电流、电荷分布或口面场的相位和振幅分布,将得到的已知位置的近场取样数据通过数字计算机转换为远场方向图。

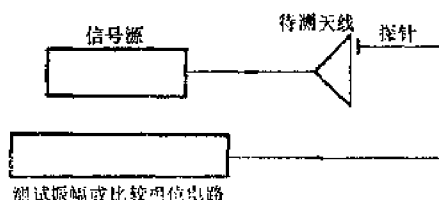
探针必须满足下列要求:

1. 由探针和有关设备引起的场的任何畸变不能过大的影响测量精度。
2. 探针尺寸必须足够小,能基本上测出一个点的场。
3. 探针必须具备所需要的非常精确的极化特性。因为一般要测场的任意分量,故希望探针具有线极化特性。

4. 探针必须输出足够大的信号电压,以满足精确测量的要求。

测量电荷用的探针有单极电荷探针。测量电流用的有简单环、屏蔽单负载环、屏蔽双负载环等。测量口面场的振幅和相位分布,可用扫描场探针直接测量。磁场用环形

探针,电场用电偶极子或波导喇叭探针,将小探针沿天线口面移动(如图),测得探针所接收到的信号,就可得到场的振幅。若将探针收到的信号相位与直接由信号源得到的比较信号相位进行比较,即可得到场的相位分布。

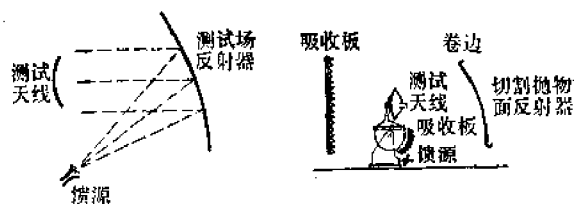


扫描场探针法近场测量系统原理图

测试场反射器法

range reflector method

微波天线的测试通常要求该天线被一均匀平面电磁波束照射。在缩小的测试场内,由紧邻近测试天线的馈源发射发散波束,测试场反射器对准它,则大型反射器产生一个近似均匀振幅的平面波,测试天线位于靠近反射器的照射波束,这样可得到远场结果(如图),这种方法称测试场反射器法。它适用于必须由均匀平面波照射的大多数测试装置,如方向图、增益比较、雷达反射系数测量等。



测试场发射波转化为平面波的原理图

测试场反射器的表面精度要求很高,否则射线偏离平行方向,使测试区域的振幅分布发生重大变化,严重影响测试结果。

测试天线聚焦法

test-antenna focusing method

在测试天线方向图时,待测天线与辅助天线间的距离要满足远区条件,以便达到均匀平面波照射测试天线。为了能在近距离测量,可采用介质透镜(做成凸的)或金属透镜(凹的)作辅助天线,被测天线直接放在透镜口径附近进行近距测量(见图1-a、b)。对抛物面天线(见图2),若初级馈源的相

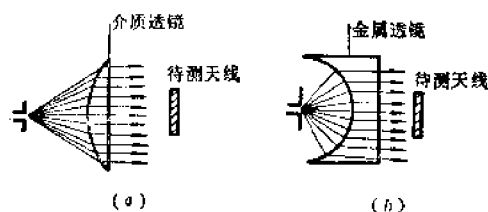


图1 透镜聚焦

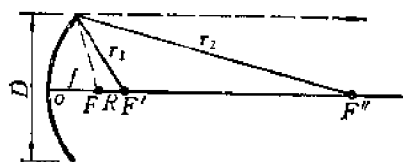


图2 抛物面反射器聚焦

位中心位于抛物面焦点 F 处,则抛物面反射的射线平行于 z 轴,即反射器聚焦于无限远。当馈源离开反射器轴向移动距离 R 到 F' ,反射线则在 z 轴上某点 F'' 趋于聚焦,即可在缩短的测试场上记录方向图,它和在远区场测试结果近似一致。上述这些方法叫测试天线聚焦法。这种近距离聚焦法适用于:可以用轴向馈源位移来聚焦的抛物面或透镜。实际上可弯曲成半径等于测试距离的圆弧的线性阵和可以改变单元的相位使之聚焦在测试距离上的相控阵。还可用于具有抛物柱面反射器和线馈源的天线和实际上可以变形使阵列聚焦于测试距离上的平面阵。

天线指示器

antenna indicator

天线指示器是指示天线中是否有高频电

流存在的装置。它能指示这个电流值的大小。天线指示器一般供发射机和天线馈电线调谐时作指示用。

最简单的指示器是一个白炽灯,它挂在天线或馈线上,或者放置其近旁。根据灯泡的亮度,可以判断天线中的电流强度。

如果天线中的电流很小,而电压很高,则采用电压指示器,最简单的电压指示器是一只氖灯。其他还有高频电流表、高频功率计等都是常用的天线指示器。

波瓣测定器

beam indicator

一般可分为波瓣指示器和自动波瓣记录器二种。场强计就是一种测定波瓣用的指示器,把不同方向所测得的天线辐射场强读数,标于坐标纸上,即成波瓣图(天线方向图),但这只能人工记录,逐点测定。

自动波瓣记录器最简单的一种是利用场强计把信号放得足够大,驱动一特殊设计的带有记录笔的电流计。当被测天线转动时,由伺服同步机所带动的附有记录用坐标纸的圆盘(极坐标)或圆筒(直角坐标)也同时转动,这样就可以自动绘出天线波瓣图。比较复杂的是采用电动机进行的自动记录,它较为准确迅速。

小型天线波瓣的测定可以专门设计一种用示波管来进行摄影记录的自动记录器,这极便于调整天线。

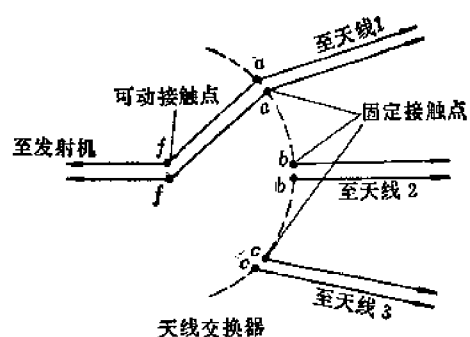
天线交换器

antenna switching device

通常一部发射机连接一副天线,但是有些地方(例如大型的无线电通信及广播台)使用多副天线和若干部发射机,为使这些天线和发射机能够互相交换使用,必须采用转换连接装置,此种装置称为天线交换器。

天线交换器又称天线开关,它由一对可动的接触点 ff (连接发射机)和许多对固定的接触点 aa, bb, cc, \dots (每对接触点接一副

天线) 所构成。移动可动的接触点, 即可以将发射机由一个天线转换到另一个天线。对于天线交换器的要求主要是装置简单, 能够迅速地、方便地转换天线与发射机, 并要使能量的反射和馈线间的影响尽量小。



英文索引

A		页码
acoustic sounding	4-17	
active antenna	4-107	
active reflector	4-82	
active sun	4-26	
Adcock antenna	4-90	
aerial	4-71	
amplitude fading	4-55	
amplitude modulation noise of exhaust	4-48	
amplitude of fading	4-63	
anisotropic ionosphere	4-34	
anomalous ionization produced by nuclear explosion	4-49	
anomalous propagation	4-20	
antenna	4-71	
antenna aperture amplitude illumination	4-79	
antenna-aperture illumination	4-78	
antenna-feed	4-79	
antenna loading	4-81	
antenna lobe pattern	4-72	
antenna aperture phase illumination	4-79	
antenna array	4-85	
antenna backlobe	4-73	
antenna bandwidth	4-77	
antenna beamwidth	4-73	
antenna effect	4-81	
antenna efficiency	4-73	
antenna gain	4-74	
antenna impedance match	4-76	
antenna indicator	4-112	
antenna main lobe	4-72	
antenna major lobe	4-72	
antenna minor lobe	4-72	
antenna pattern	4-72	
antenna phase center	4-80	
antenna physical aperture	4-79	
antenna polarization	4-76	
antenna resonant frequency	4-77	
antenna sidelobe	4-72	
antenna switching device	4-112	
antenna synthesis	4-81	
antenna-to-medium coupling loss	4-25	
anti-fading antenna	4-88	
aperiodic antenna	4-84	
aperture blockage	4-74	
aperture-illumination efficiency	4-73	
apparent azimuth angle	4-57	
apparent Doppler shift	4-57	
apparent elevation angle	4-56	
apparent height	4-57	
apparent range	4-57	
apparent range rate	4-57	
Appleton-Hartree formula	4-35	
approximation in geometrical optics	4-9	
array antenna	4-85	
array factor	4-80	
artificial antenna	4-109	
artificial spread F	4-44	
aspect angle	4-48	
astronomical refraction	4-60	
atmosphere	4-5	
atmospheric attenuation	4-16	
atmospheric duct	4-19	
atmospheric interference	4-69	
atmospheric model	4-8	
atmospheric noise	4-69	
atmospheric profile	4-8	
atmospherics	4-69	
atmospheric window	4-15	
attenuation factor	4-12	
aurora	4-29	
auroral absorption (AA)	4-44	
axial ratio	4-76	
azimuth angle error	4-58	
B		
Babinet's principle	4-71	
backfire antenna	4-99	
basic transmission loss	4-12	
beam-broadening	4-25	
beam deviation loss	4-25	
beam indicator	4-112	
beam switching	4-81	
beam of an antenna	4-72	
bending of a ray	4-58	
Beverage antenna	4-89	
biconical antenna	4-97	
branched cage antenna	4-91	
broadband antenna	4-84	

broadside array antenna	4-86	divergence factor	4-22
buried antenna	4-88	Dolph-Tchebyscheff array antenna	4-86
C		Doppler scattering function	4-66
cage antenna	4-91	Doppler shift error	4-59
collapsible rhombic antenna	4-94	Doppler spectrum of exhaust echo	4-49
capacitively loaded antenna	4-87	double rhombic antenna	4-94
Cassegrain antenna	4-104	Doppler spread	4-67
center-fed antenna	4-96	duration of fading	4-63
Chapman layer	4-30	E	
characteristic impedance of antenna	4-75	earth bulge	4-21
circuit reliability	4-42	earth-ionosphere cavity resonance	4-52
circular polarization	4-76	earth-ionosphere waveguide	4-51
coast-line effect	4-50	effective aperture	4-79
coast refraction	4-51	effective area	4-79
coherent bandwidth of exhaust	4-48	effective area of an antenna	4-79
coherent reflecting	4-24	effective height of antenna	4-78
collision frequency	4-33	effective length of antenna	4-77
conformal antenna	4-86	effect of nuclear explosion on radio wave	
constrained metal lens antenna	4-106	propagation	4-50
cophased horizontal antenna	4-92	E-layer cutoff frequency	4-38
cophased vertical antenna	4-92	electrical dipole	4-82
corner antenna	4-91	electromagnetic pulse from nuclear	
corner reflector antenna	4-99	explosion	4-49
correlated bandwidth of channel	4-68	electron content	4-30
correlated time of channel	4-68	electron density	4-29
correction factor of ground wave phase	4-50	electron density profile	4-29
correlation function	4-64	element factor	4-80
correlation function of refractive index		elevated grounded counter poise	4-110
fluctuation	4-15	elevation radiation pattern	4-72
corrugated horn	4-101	elevation angle error	4-58
cosmic noise	4-68	elliptical polarization	4-76
critical frequency	4-33	end-fire array antenna	4-86
cross polarization	4-77	E-plane radiation pattern	4-72
curvature of a ray	4-10	equivalent earth's radius	4-20
D		equivalent theorem	4-35
depolarization	4-77	excess system loss	4-41
despum antenna	4-107	exciting unit	4-81
deviative absorption	4-40	exhaust attenuation	4-48
diagonal horn	4-102	exhaust phase shift	4-48
dielectric rod antenna	4-98	exponential model	4-14
dielectric guide feed	4-102	extraordinary wave	4-34
dielectric lens antenna	4-105	extremely low frequency antenna	4-83
diffractor	4-24	F	
dipole antenna	4-83	fading	4-60
directional antenna	4-85	fading bandwidth	4-64
direction effect	4-55	fading channel	4-65
directivity	4-73	fading depth	4-63
director	4-82	fading on line-of-sight path	4-61
direct wave	4-20	fading on obstacle diffraction path	4-62
discone antenna	4-97	fading on tropospheric-scatter path	4-62
dispersive medium	4-8		

fading rate	4-63
fading spectrum	4-64
fan antenna	4-91
Faraday rotation	4-45
far-field region	4-80
fast fading	4-61
feed line of antenna	4-109
Fermat's principle	4-10
ferrite-core loop antenna	4-89
field strength pattern	4-72
fireball plasma	4-49
fishbone antenna	4-94
flat fading	4-61
flutter fading	4-61
folded dipole antenna	4-91
folded horn reflector antenna	4-103
free space	4-8
frequency gain function	4-25
frequency-independent antenna	4-84
frequency modulation noise of exhaust	4-48
frequency of optimum traffic(FOT)	4-38
frequency selective fading	4-61
Fresnel zone	4-11

G

Gaussian channel	4-66
grade of service	4-41
geomagnetic element	4-28
Gregorian antenna	4-106
grounded counterpoise	4-110
ground plane	4-110
group velocity	4-9
gyro-frequency	4-33

H

half-wave dipole	4-91
height error	4-58
helical antenna	4-98
Hertz dipole	4-82
HF backscatter	4-43
HF frequency prediction	4-39
HF sky wave field strength	4-40
high-low technique	4-22
holographic antenna	4-108
horizontally homogeneous atmosphere	4-7
horizontally inhomogeneous atmosphere	4-7
horizontal polarization	4-76
horizontal radiation pattern	4-72
horn antenna	4-101
horn for variation of flare angle	4-102
horn-parabolic antenna	4-103
H-plane radiation pattern	4-72

I

incoherent reflecting	4-24
incoherent scattering sounding	4-46
inductively loaded antenna	4-86
input impedance	4-75
integral refractometer	4-17
intensity of refractive index fluctuation	4-14
interference between longer and shorter great circle paths signals	4-53
interference loss	4-22
inversion layer	4-14
inverted-L antenna	4-87
ionosphere	4-6
ionospheric cross modulation	4-46
ionospheric focusing and defocusing	4-40
ionospheric irregularities	4-30
ionospheric absorption	4-39
ionospheric disturbance	4-44
ionospheric probe	4-46
ionospheric radio propagation	4-2
ionospheric reflection	4-31
ionospheric refraction	4-31
ionospheric scattering	4-43
ionospheric storm	4-44
isolation between antenna	4-80
isotropic antenna	4-85
isotropic radiator	4-85

J

junction frequency (JF)	4-43
-------------------------	------

K

K and Kp indices	4-28
K-factor	4-21
knife-edge diffraction	4-23

L

lateral wave	4-51
latitude effect	4-55
leaky-wave antenna	4-99
lens antenna	4-106
linear array antenna	4-86
linear polarization	4-76
linearly polarized	4-76
line-of-sight propagation	4-20
log-periodic antenna	4-95
long-line traveling-wave antenna	4-89
long-term fading	4-61
long-wave antenna	4-83
* loop antenna	4-89
lowest observed frequency (LOF)	4-43
lowest usable frequency (LUF)	4-37

M

magnetic dipole	4-82
magnetic storm	4-29
magneto-ionic splitting	4-34
magnetosphere	4-6
mast antenna	4-88
maximum observed frequency (MOF)	4-43
maximum usable frequency (MUF)	4-37
median basic transmission loss due to tropospheric scatter	4-25
median of signal level	4-24
median transmission loss due to tropospheric scatter	4-25
medium wave antenna	4-83
metallic delay lens antenna	4-106
metal-plate lens antenna	4-106
meteoric trail	4-29
method for reducing fade	4-64
micro wave antenna	4-84
M-index	4-13
Mills cross antenna	4-109
mode conversion interference	4-53
modified refractive index	4-13
monopole antenna	4-83
multi-tuning antenna	4-87
multibeam antenna	4-85
multipath effect	4-38
multipath reduction factor (MRF)	4-39
multipath spread	4-67
multipath spread spectrum	4-66
multiple-element antenna	4-85
multiple mode interference	4-53
multiple unit steerable antenna	4-95
multiplied array	4-108
MUF(3000)factor [M(3000)]	4-36
M-unit	4-13

N

near-field Cassegrain antenna	4-104
negative refraction	4-19
noise temperature of an antenna	4-78
non-deviative absorption	4-39
normalized radiation pattern	4-72
normal logarithmic distribution	4-64
N-unit	4-13

O

oblique backscatter sounding	4-43
oblique incidence sounding	4-42
oblique ionogram	4-42

obstacle diffraction	4-23
obstacle diffraction loss	4-23
obstacle gain	4-23
off-set Cassegrain antenna	4-105
offset paraboloid reflector antenna	4-100
oh-site measurent	4-111
omnidirectional antenna	4-85
on-site measurement	4-110
operating frequency	4-38
optimum working frequency (OWF)	4-38
ordinary wave	4-34
orthogonal polarization	4-77

P

parabolic-cylinder antenna	4-101
parabolic layer	4-30
parabolic reflector antenna	4-100
parabolic torus antenna	4-101
parasitic element	4-81
partial reflection	4-46
passive reflector	4-82
passive sounding	4-17
phantom antenna	4-109
pillbox antenna	4-101
path clearance	4-22
path loss	4-12
phase modulation noise of exhaust	4-48
phase step	4-54
phase trapezoid	4-54
phase velocity	4-9
planar array antenna	4-86
plane of polarization	4-76
plasma frequency	4-31
plasma sheath produced during reentry	4-49
plume dimension	4-47
polar cap absorption (PCA)	4-44
polarization ellipse	4-76
polarization fading	4-61
polarization matching	4-77
power radiation pattern	4-72
positive refraction	4-19
precision of the antenna reflector surface	4-74
pressure-height formula	4-16
propagation of extremely low frequency (ELF) and voice frequency (VF) radio wave	4-3
propagation of ground wave	4-1
propagation of microwave	4-5
propagation of high frequency (HF) radio wave	4-4
propagation of low frequency (LF) radio wave	4-4

propagation of medium frequency (MF)	
radio wave	4-4
propagation of very high frequency (VHF)	
radio wave	4-5
propagation of very low frequency (VLF)	
radio wave	4-3
propagation reliability	4-26
pulse-excited antenna	4-109
pulsed antenna	4-109
pylon antenna	4-87

Q

Q of antenna	4-77
quiescent region	4-35
quiet sun	4-26

R

radiating element	4—81
radiating near-field region	4—80
radiation belt	4—6
radiation of lightning discharge	4—69
radiation pattern	4—72
radiation resistance	4—75
radiator	4—81
radio astronomy	4—69
radio climatology	4—18
radio horizon	4—20
radio meteorology	4—18
radio mirror	4—104
radio propagation in the earth-ionosphere	
waveguide	4—2
radio reflector	4—103
radio signal blackout during reentry	4—49
radiosonde	4—16
radio source	4—59
radio telescope	4—70
radio wave propagation	4—1
radius of curvature of a ray	4—10
radius of Fresnel zone	4—11
radome	4—110
radome noise	4—110
range error	4—58
range rate error	4—59
range reflector method	4—111
rapidity of fading	4—63
ratio of gain to noise temperature of an	
antenna	4—78
ray	4—9
Rayleigh criterion	4—21
ray tracing	4—11
reactive near-field region	4—81
receiving antenna	4—83

reciprocity theorem for antenna	4-71
reflected wave	4-20
reflector	4-81
reflector antenna	4-85
refraction correction	4-56
refraction error	4-56
refraction prediction	4-60
refractive index	4-7
refractive index formula in the magneto- ionic medium	4-34
refractive modulus	4-13
refractivity	4-13
refractometer	4-17
vertical polarization	
residual error of refraction correction	4-60
resonant antenna	4-84
rhombic antenna	4-93
rhombic antenna of feed-back type	4-94
relative ionospheric opacity meter (RIO meter)	4-47
rocket exhaust	4-47
rocket plume	4-47
rotating-field antenna	4-95
rough earth	4-21

S

same-phase horizontal antenna	4—92
same-phase vertical antenna	4—92
scalar horn	4—102
scale model	4—110
scale of turbulence	4—14
scanning field probe method	4—111
scattering function of channel	4—66
scattering section	4—24
Schumann resonance	4—53
scintillation index	4—47
secant law	4—35
selective fading	4—61
sequential lobing	4—81
service probability	4—41
shaping Cassegrain antenna	4—104
short-term fading	4—61
short wave antenna	4—83
short wave fadeout (SWF)	4—45
shunt-fed antenna	4—88
sidelobe level	4—73
signal amplitude distribution	4—62
signal phase fluctuation	4—62
signal processing antenna	4—108
simultaneous lobing	4—81
skin distance	4—35

sky wave	4-32	time-varying channel with delay spread	4-65
sky wave backscatter	4-43	topside sounding	4-45
sky wave path loss	4-41	trough orizon propagation	4-22
sleeve antenna	4-96	transmissible bandwidth	4-65
slot antenna	4-99	transmission curve	4-36
slow fading	4-61	transmission loss	4-12
smooth earth	4-21	transmission mode of short wave	4-36
Snell's law	4-10	transmitting antenna	4-83
solar flare	4-27	transverse electric (TE) mode	4-52
solar radio center	4-70	transverse electromagnetic (TEM) mode	4-52
solar wind	4-28	transverse magnetic (TM) mode	4-52
space wave	4-20	trapping	4-19
spatial spectrum of refractive index		traveling-wave antenna	4-84
fluctuation	4-15	troposphere	4-5
spherical diffraction loss	4-23	tropospheric radio propagation	4-1
spherical diffraction of ultra-short radio		tropospheric refraction	4-18
wave	4-23	tropospheric scattering	4-24
spherically stratified atmosphere	4-7	turbulence	4-14
spillover	4-74	turbulent scattering	4-24
sporadic E-layer	4-30		
spread factor of channel	4-68	U	
spread F echoes	4-31	ultra short wave antenna	4-84
spread function	4-67	umbrella antenna	4-87
standard atmosphere	4-13	underground antenna	4-89
standard refraction	4-19	underspread channel and overspread	
standing wave antenna	4-84	channel	4-68
stratosphere	4-5	V	
structure function of refractive index	4-15	V-antenna	4-93
sudden cosmic noise absorption (SCNA)	4-45	variable-frequency pulse oblique incidence	
sudden enhancement of atmospherics (SEA)	4-45	sounding	4-42
sudden ionospheric disturbance (SID)	4-45	velocity error	4-59
sudden phase anomaly (SPA)	4-45	vertical antenna	4-86
sun-earth relationship	4-26	vertical ionogram	4-33
sunrise and sunset transition	4-55	vertical polarization	4-77
sunspot	4-27	vertical sounding	4-32
sunspot cycle	4-27	virtual height	4-32
superdirectivity	4-73	very low frequency antenna	4-83
supergain antenna	4-84		
superrefraction	4-19	W	
superturnstile antenna	4-95	waveguide in earth's crust	4-56
surface wave	4-50	waveguide mode	4-51
surface-wave antenna	4-99	whip antenna	4-90
surface impedance	4-50	whistler	4-55
symmetrical antenna	4-90	wide-band cophased antenna array	4-92
symmetrical dipole	4-91	wide-sense stationary uncorrelated scattering	
synoptic radio meteorology	4-18	channel (WSSUS channel)	4-66
T		Y	
T-antenna	4-87	Yagi antenna	4-97
terrestrial waveguide	4-51	yagi array	4-98
test-antenna focusing method	4-111		
time availability	4-41	Z	
time selective fading	4-61	zoned lens antenna	4-100